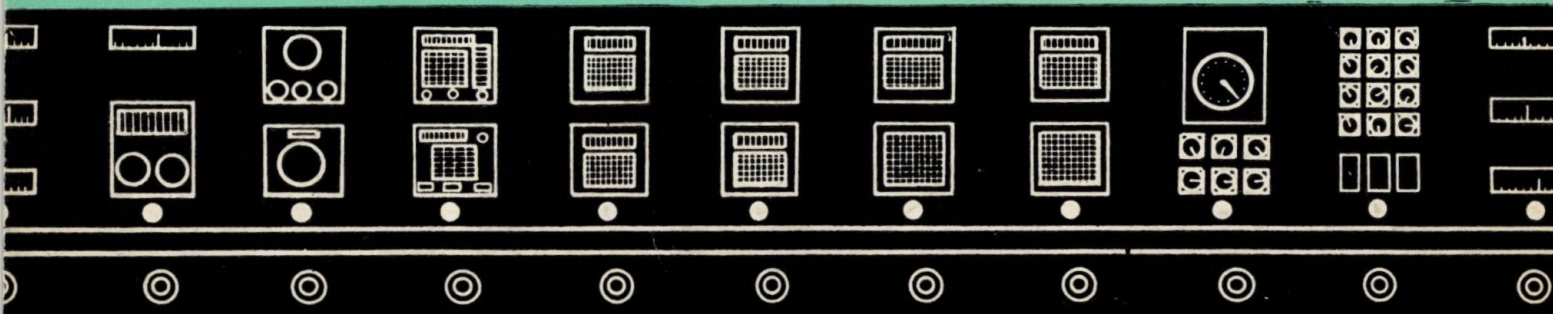


E 2551

AUTOMATICA și ELECTRONICĂ

1

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA ● BUCUREȘTI ● VOLUMUL 18 ● Nr. 1 ● IANUARIE — FEBRUARIE 1974





INTREPRINDEREA DE APARATE ELECTRONICE DE MASURA ȘI INDUSTRIALE

București, Șoseaua Fabrica de Glucoză nr. 9—11 sector 2
telefon 333195

LIVREAZĂ PE BAZĂ DE COMANDĂ FERMĂ



Osciloscop tip E 0102

- banda de frecvență: 0—10 MHz
- coeficient de deviație verticală: 20 mV/div
- tub catodic cu ecran rectangular
- complet tranzistorizat

FEMI

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICĂ

18 (1974), nr. 1, ianuarie — februarie, p. 1 — 48

C U P R I N S

CZ 621.373.42

Dragomirescu O. și Solomon A. :

Generator de semnal 10 Hz — 10 MHz.

Automatica și Electronica 18, nr. 1, ian-febr 1974, p. 1—5

Se prezintă un generator de semnale sinusoidale sau dreptunghiulare de frecvență variabilă (în regim sinusoidal până la 10 MHz), bazat pe un oscilator cu punte Wien urmat de un dispozitiv de reglare automată a amplitudinii.

CZ 681.3.048 : 621—52

Popescu Gr. și Nisipeanu N. :

Dispozitive de afișare a caracterelor alfanumerice.

Automatica și Electronica 18, nr. 1, ian-febr 1974, p. 6—13

Pe lângă descrierea principalelor metode de afișare a caracterelor alfanumerice se dau și câteva soluții de scheme de comandă.

CZ 681.3.06 : 621—52

Dumitrache I., Alodiroaie M. și Dumitriu S. :

Algoritm pentru analiza și sinteza sistemelor automate cu reacție după stare.

Automatica și Electronica 18, nr. 1, ian-febr 1974, p. 13—21

În articol se tratează elaborarea unui algoritm de calcul (proiectare) al sistemelor de reglare automată cu o intrare și o ieșire, având reacția realizată după stare.

CZ 681.32.004 : 519.2

Farkas Gh. :

Utilizarea modelelor statistice pentru studierea regimurilor de exploatare a calculatoarelor numerice.

Automatica și Electronica 18, nr. 1, ian-febr 1974, p. 21—25

Analiza statistică a gradului de încărcare al unității centrale a unui calculator cu multiprogramare (două programe), în funcție de sistemul de priorități, pe baza unui model de tip Poisson.

CZ 681.3—52

Georgescu E. :

Folosirea metodelor de recunoaștere și instruire automată în reglarea proceselor tehnice.

Automatica și Electronica 18, nr. 1, ian-febr 1974, p. 26—30

Se expun bazele teoretice ale reguletoarelor autoinstruibile; se clasifică sistemele instruibile și se codifică situațiile de reglare.

CZ 681.325.59

Caușil I. :

Rețele celulare de extragere a rădăcinii pătrate.

Automatica și Electronica 18, nr. 1, ian-febr 1974, p. 31—34

Se descriu două metode de extragere a rădăcinii pătrate folosind rețele celulare; se deduc schemele celulelor și se evaluează performanțele rețelelor.

CZ 512.83 : 681.32.057

Sloica Anca și Sloica P. :

O metodă de inversare a matricelor, utilizată la rezolvarea ecuației Wiener-Hopf.

Automatica și Electronica 18, nr. 1, ian-febr 1974, p. 34—38

Articolul se referă la unele probleme de calcul de sistem automat, folosind calculatorul numeric.

REALIZĂRI ALE INDUSTRIEI ROMÂNESTI	39—43
MANIFESTĂRI ȘTIINȚIFICE ȘI TEHNICE	44—47

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil; conf. dr. ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct; ing. M. SÎRBU — director I.P.A.; ing. I. BĂTRÎNA; prof. dr. ing. S. CĂLIN; dr. ing. E. DEATCU; dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; ing. D. DAMSKER; ing. I. FELEA; ing. A. MILEA; ing. N. MIREA; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. R. STERE; ing. GH. ȘTEFĂNESCU; dr. ing. I. TEODORESCU; ing. V. ZERCICOV.

Revista „AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA”, organ al Ministerului Industrii Construcțiilor de Mașini-Unelte și Electrotehnicii și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, sub îndrumarea științifică a Institutului de cercetări și proiectări automatizări, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I. C.M.G., cu sediul în București, Calea Victoriei 133, sector 1. Telefon director: 50.23.25. Redacția: București, str. Mândinești, nr. 3, sector 4, telefon secretar general de redacție: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare-comenzi-difuzare, telefon: 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Sector 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația”, București, str. Brezoianu, nr. 23 — 25.

Taxele poștale plătite în numerar pe anul 1974 conform aprobării DGPTc nr. 137/5988.



СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.373.42

Драгомиреску О. и Соломон А.:

Генератор сигнала 10 гц—10 Мгц.

Automatica și Electronica 18, № 1, январь—февраль 1974, стр. 1—5

Описывается генератор синусоидальных и прямоугольных сигналов переменной частоты (в синусоидальном режиме до 10 Мгц), базированный на осциляторе с мостиком Wien, оснащенный приспособлением автоматического регулирования амплитуды.

ДК 681.3.948 : 621—52

Попеску Гр. и Нисипяну Н.:

Устаревство для афиширования альфацифровых знаков.

Automatica și Electronica 18, № 1, январь—февраль 1974, стр. 6—13

Кроме описания основных методов афиширования альфацифровых знаков, дается несколько решений управляющих схем.

ДК 681.3.96 : 621—52

Думитраке И., Атодироасе М. и Думитриу С.:

Алгоритм для анализа и синтеза автоматических систем с реакцией по состоянию.

Automatica și Electronica 18, № 1, январь—февраль 1974, стр. 13—21

В статье рассматривается разработка алгоритма расчета (проектирование) систем автоматического регулирования с входом и выходом и с реакцией, осуществляемой по состоянию.

ДК 681.32.004 : 519.2

Фаркаш Г.:

Применение статистических моделей для изучения режимов эксплуатации цифровых вычислительных машин.

Automatica și Electronica 18, № 1, январь—февраль 1974, стр. 21—25

Статистический анализ степени нагрузки центральных единиц многопрограммных вычислительных машин (с двумя программами), в зависимости от системы приоритета на основе модели типа Poisson.

ДК 681.3—52

Джорджеску Е.:

Применение методов распознавания и автоматического обучения для регулировки технических процессов.

Automatica și Electronica 18, № 1, январь—февраль 1974, стр. 26—30

Излагаются теоретические основы регуляторов автоматического обучения; дается классификация систем обучения и кодирование регулируемых положений.

ДК 681.325.59

Кауцил П.:

Ячеистые сети извлечения квадратного корня.

Automatica și Electronica 18, № 1, январь—февраль 1974, стр. 31—34

Описываются два метода извлечения квадратного корня с применением ячеистых сетей; выводятся схемы ячеек и оцениваются показатели сетей.

ДК 512.83 : 681.32.057

Стойка Анка и Стойка П.:

Метод реверсирования матриц, применяемый при решении уравнения Wiener-Hopf.

Automatica și Electronica 18, № 1, январь—февраль 1974, стр. 34—38

В статье рассматриваются некоторые проблемы расчета автоматической системы, при помощи цифровой вычислительной машины.

Достижения румынской промышленности 39—43

Проявления в области науки и техники 44—47

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.373.42

Dragomirescu O. und Solomon A. :

10 Hz — 10 MHz — Signalgeber.

Automatica și Electronica, 18, Nr. 1, Jan-Febr 1974, S. 1—5

Es wird ein sinusoidaler oder rechteckiger von veränderlicher Frequenz (bis 10 MHz in Sinusebetrieb), auf einen von einer automatischen Amplitudenregelungsvorrichtung nachgefolgter Oszillator sich stützender Signalgeber beschrieben.

DK 681.3.048 : 621—52

Popescu Gr. und Nisipeanu N. :

Anschlagvorrichtungen der alphanumerischen Zeichen.

Automatica și Electronica 18, Nr. 1, Jan—Febr 1974, S. 6—13

Ausser der Beschreibung der Hauptanschlagmethoden der alphanumerischen Zeichen werden auch einige Lösungen für Steuerungsschemas angegeben.

DK 681.3.06 : 621—52

Dumitrache I., Atodiroaie M. und Dumitriu S. :

Algorithmus für die Analyse und Synthese der Automatsysteme mit Reaktion nach Umstand.

Automatica și Electronica 18, Nr. 1, Jan—Febr 1974, S. 13—21

Im Aufsatz wird die Ausarbeitung eines Berechnungs—(Entwurfs) — Algorithmus der Selbstregelungssysteme mit einem Eingang und einem Ausgang mit nach Umstand zustandegebrachter Reaktion beschrieben.

DK 681.32.004 : 519.2

Farkas Gh. :

Anwendung der statistischen Modelle bei der Untersuchung der Betriebszustände der Digitalrechner.

Automatica și Electronica 18, Nr. 1, Jan—Febr 1974, S. 21—25

Die statistische Analyse des Belastungsgrades der Kern-einheit eines Rechners mit Vielfachprogrammierung (zwei Programme) in Abhängigkeit vom Prioritätssystem auf Grund einer Poisson'schen Modellart.

DK 681.3—52

Georgescu E. :

Anwendung der Selbsterkennungs — und Ausbildungsmethoden bei der Regelung der technischen Vorgänge.

Automatica și Electronica 18, Nr. 1, Jan—Febr 1974, S. 26—30

Die theoretischen Grundlagen der selbstausbildbaren Regler werden dargelegt; die ausbildbaren Systeme werden eingeteilt und die Regelzustände werden kodifiziert.

DK 681.325.59

Caușil I. :

Wurzelziehungszellennetze.

Automatica și Electronica 18, Nr. 1, Jan—Febr 1974, S. 31—34

Es werden zwei Wurzelziehungsmethoden unter Benützung von Zellennetze beschrieben; die Schemas der Zellen werden hergeleitet und die Leistungen der Netze abgeschätzt.

DK 512.83 : 681.32.057

Stoica Anca und Stoica P. :

Eine Matrizenumkehrungsmethode die bei der Lösung der Wiener — Hopfschen Gleichung verwendet wird.

Automatica și Electronica 18, Nr. 1, Jan—Febr 1974, S. 34—38

Der Absatz bezieht sich auf einige Selbstsystem — Berechnungsfragen unter Verwendung des Digitalrechners.

Verwirklichungen der rumänischen Industrie 39—43

Wissenschaftliche und technische Ereignisse. 44—47

AUTOMATICA și ELECTRONICA

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICA
ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI—UNELTE ȘI ELECTROTEHNICII ȘI AL
CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

ÎNDRUMAREA ȘTIINȚIFICĂ: INSTITUTUL DE CERCETĂRI ȘI PROIECTĂRI AUTOMATIZĂRI
EDITOR: OFICIUL DE DOCUMENTARE ȘI PUBLICAȚII TEHNICE AL M.I.C.M.G.

Vol. XVIII (pag. 1—48)

nr. 1, ianuarie — februarie

București, 1974

OVIDIU DRAGOMIRESCU și ADY SOLOMON*

Generator de semnal 10 Hz—10 MHz

Generatorul de semnal, realizat de autori la Catedra de tehnologie electronică și fiabilitate din Institutul politehnic București, furnizează un semnal sinusoidal de frecvență variabilă în șase decade 10 Hz—10 MHz cu amplitudine variabilă 0—4,5 V și un semnal dreptunghiular de frecvență variabilă în cinci decade 10 Hz—1 MHz cu amplitudine și durată variabile continuu 0—2 V, respectiv 0,1—0,9 T.

Forma de undă sinusoidală se dovedește utilă la măsurarea caracteristicii de frecvență, a gradului de distorsiune al amplificatoarelor, la verificarea schemelor electronice ce funcționează cu semnal armonic. Forma de undă dreptunghiulară se folosește la controlarea și măsurarea schemelor de impulsuri și la verificarea rapidă a calității amplificatoarelor de bandă largă (căderea palierului dă informații asupra comportării amplificatorului la frecvențe joase, iar frontul impulsului, asupra răspunsului la frecvențe înalte).

1. Schema bloc și oscilatorul cu punte Wien

Generatorul este compus dintr-un oscilator cu punte Wien (fig. 1) separat printr-un repetor

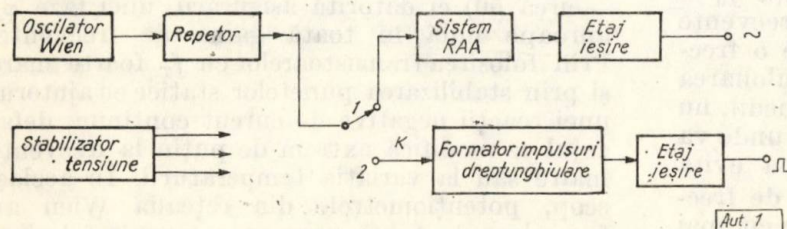


Fig. 1. Schema bloc a generatorului de semnal.

de sistemul de RAA, ce asigură o amplitudine constantă a semnalului sinusoidal de ieșire, și dintr-un formator de impulsuri dreptunghiulare.

* Ing. O. Dragomirescu este asistent la Institutul politehnic București, iar ing. A. Solomon lucrează la Institutul de cercetări electronice.

Oscilatorul este format dintr-un amplificator de bandă largă prevăzut cu două bucle de reacție (fig. 2): o buclă de reacție pozitivă prin rețeaua

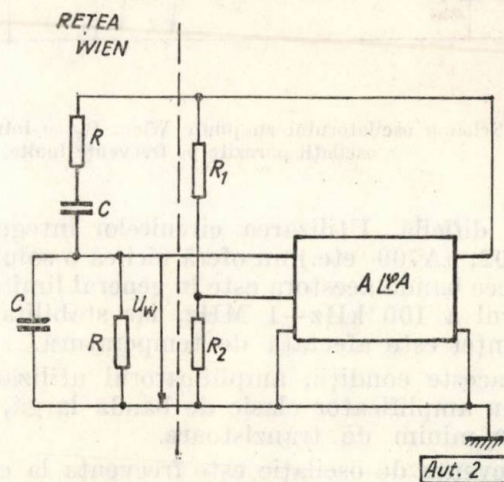


Fig. 2. Schema de principiu a unui oscilator cu punte Wien.

Wien și o buclă de reacție negativă prin atenuatorul rezistiv R_1 , R_2 . Tratatul generală a oscilatorului cu punte Wien fiind făcută în [1], vom insista în continuare pe aspectele care condiționează realizarea unei benzi de lucru atât de mari: 10 Hz—10 MHz.

Principial, amplificatorul oscilatorului trebuie să aibă o intrare diferențială simetrică (fig. 2), dar dacă se are în vedere că numărul mai mare de tranzistoare, în acest caz, reduce banda amplificatorului măbind și riscul oscilațiilor parazite, se poate recurge la soluția din figura 3, în care tranzistorul T_1 este acționat diferențial nesimetric de tensiunea $U_2 - U_1$. Stabilitatea de frecvență și amplitudine fiind direct proporțională cu amplificarea amplificatorului (cu buclele de reacție întrerupte), s-ar părea că utilizarea amplificatoarelor diferențiale este mai

avantajoasă, deoarece ele pot realiza amplificări de mod diferențial foarte mari. În realitate, realizarea unui amplificator diferențial de bandă largă cu amplificarea foarte mare și care să fie stabil la închiderea buclei de reacție negativă (factorul de reacție trebuie să fie atât de mare încât să reducă amplificarea la 3) este o problemă

Într-adevăr pentru un etaj în conexiune EC cu reacție negativă în emitor (fig. 4), caracteristica de frecvență are un pol datorit tranzistorului la o frecvență :

$$f_s = \frac{f_T}{\beta} \left[1 + \frac{r_{b'e} + g_m r_{b'e} R_E}{R_g + r_{bb'} + R_E} \right], \text{ dacă } g_m R_b C_{b'e} \ll C_{b'e} \quad (1)$$

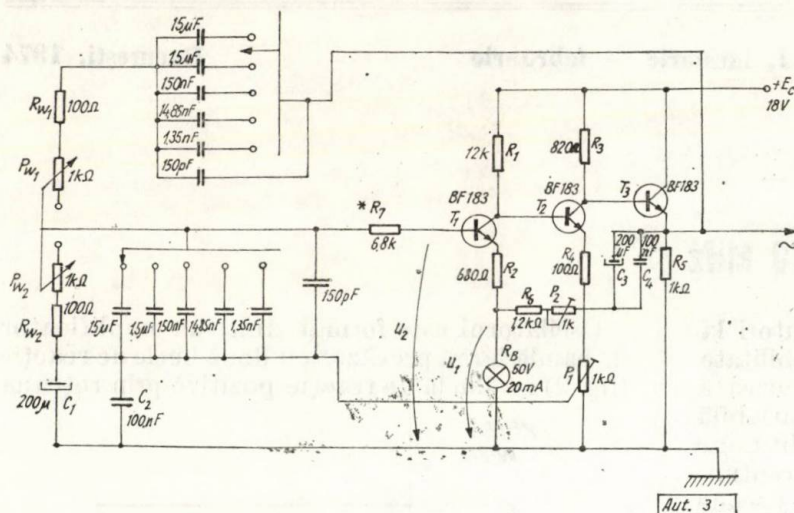


Fig. 3. Schema oscilatorului cu punte Wien. R_7 se introduce dacă apar oscilații parazite pe frecvențe înalte.

foarte dificilă. Utilizarea circuitelor integrate ($\mu A 702$, $\mu A 709$ etc.) nu oferă nici ea o soluție, deoarece banda acestora este în general limitată în jurul a 100 kHz—1 MHz, iar stabilitatea frecvenței este afectată de temperatură.

În aceste condiții, amplificatorul utilizat a fost un amplificator clasic de bandă largă, cu număr minim de tranzistoare.

Frecvența de oscilație este frecvența la care $\varphi_w + \varphi_A = 2K\pi$, $K = 1, 2, \dots$, unde φ_w este defazajul dintre tensiunea de ieșire și cea de intrare a rețelei Wien, iar φ_A este defazajul dintre tensiunea de ieșire și cea de intrare a amplificatorului cu bucla de reacție negativă închisă. Deoarece la frecvențe joase și medii $\varphi_A = 0$, sistemul va oscila pe frecvența $f_0 = 1/2 \pi RC$, la care $\varphi_w = 0$. La frecvențe înalte $\varphi_A \neq 0$ și sistemul va oscila pe o frecvență diferită de f_0 . Ca urmare, etalonarea scalei, făcută de obicei la frecvențe medii, nu va mai fi valabilă și la frecvențe înalte, unde va fi necesară o altă etalonare. Pentru a evita acest lucru cum și pentru stabilitatea de frecvență, este absolut necesar ca φ_A să fie cât mai mic. Acest lucru a fost realizat utilizând tranzistoare BF183 cu $f_T = 800$ MHz, $\beta \leq 80$ și rezistențe de sarcină mici. De asemenea s-au asigurat o rezistență de ieșire a amplificatorului mult mai mică decât impedanța de intrare a rețelei Wien și o impedanță de intrare în amplificator mult superioară impedanței de ieșire a rețelei Wien.

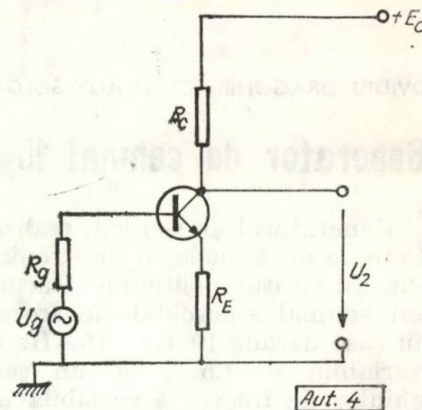


Fig. 4. Amplificator EC cu reacție negativă locală.

unde s-au folosit notațiile din schema echivalentă Giacoletto. La această frecvență, amplificarea scade cu 3 dB, dar ceea ce este mai important din punctul de vedere al amplificatorului folosit în oscilator este faptul că faza la $f = f_s$ este de -45° . Această fază este total nedorită și, pentru eliminarea ei, este necesar ca f_s să fie mult mai mare decât frecvența maximă de oscilație. Pentru îndeplinirea acestei condiții se vor alege pentru amplificator tranzistoare de înaltă frecvență cu f_T mare și β mic și se vor folosi reacții negative locale în emitor.

Stabilitatea de frecvență (circa $7 \cdot 10^{-4}$, timp de 30 de minute) este atât de bună nu datorită folosirii unei amplificări mari (din cauza benzii de frecvență mari, amplificarea este mică —circa 50) ci datorită asigurării unei faze φ_A aproape nulă în toată gama de frecvențe. Prin folosirea tranzistoarelor cu f_T foarte mare și prin stabilizarea punctelor statice cu ajutorul unei reacții negative de curent continuu, defazajul se modifică extrem de puțin la frecvențe înalte sau la variația temperaturii. În același scop, potențioarele din rețeaua Wien au fost alese de 1 kΩ, ceea ce a permis folosirea unor condensatoare mai mari decât capacitățile parazite ale montajului pentru gama 1—10 MHz. Folosirea acestor potențioetre a limitat însă frecvența inferioară la 10 Hz, deoarece obținerea unor frecvențe mai coborâte presupune folosirea unor condensatoare de valoare foarte mare — condensatoare electrolitice — care au o stabilitate termică foarte mică. Substituind

aceste potențiometre cu potențiometre de 10 k Ω , se pot obține frecvențe și în gama 1–10 Hz. Amorsarea oscilațiilor parazite de frecvență joasă este evitată prin folosirea în schemă a numai două condensatoare de valoare mare (sute de μ F). Se poate arăta, printr-un calcul relativ complicat, că locul geometric al polilor funcției de transfer nu intersectează axa $j\omega$. Capacitățile C_2 și C_4 șuntează inductanța parazită a condensatoarelor electrolitice, la frecvențe mari. Condensatoarele rețelei Wien, corespunzătoare gamei 1–10 MHz (150 pF), au fost montate direct pe cablajul amplificatorului; ele nu se comută. Condensatoarele celorlalte game, prin intermediul comutatorului, sînt puse în paralel pe condensatoarele de 150 pF. O atenție deosebită trebuie acordată realizării cablajului. Pentru lucrul la frecvențe înalte se recomandă folosirea cablajului placat cu pierderi foarte mici ($\text{tg} \delta < 6 \cdot 10^{-3}$) (de exemplu sticlotextolit). De asemenea recomandăm ca realizarea amplificatorului pe cablaj imprimat să fie făcută cît mai compact, iar cele trei căi de reacție (două pe curent alternativ și una pe curent continuu) să fie cît mai depărtate de conexiunile amplificatorului pentru a evita apariția unor reacții nedorite care ar putea modifica caracteristicile amplificatorului (eventual ecranate dacă în felul acesta nu se introduc capacități parazite prea mari). Tot în scopul măririi stabilității de frecvență, ansamblul oscilatorului a fost ecranat și alimentat, complet separat de restul montajului, de la un stabilizator propriu cu factor de stabilizare relativ de 10^4 .

Etapele principale în proiectarea oscilatorului sînt:

a) estimarea amplitudinii oscilațiilor în funcție de caracteristica elementului neliniar;

b) satisfacerea punctelor statice de funcționare pentru toate tranzistoarele și stabilizarea lor; I_{C1} se alege în funcție de caracteristica statică a becului; U_{CE1} se alege în funcție de amplitudinea semnalului de ieșire, ținînd seamă că T_1 are cea mai mare amplificare de tensiune și că el va trebui să permită o excursie de tensiune liniară; I_{C2} , I_{C3} , U_{CE2} , U_{CE3} se aleg astfel ca să fie satisfăcute punctele statice și excursiile de tensiune și curent necesare;

c) obținerea unei amplificări cît mai mari în buclă deschisă pentru o bună stabilitate de frecvență.

2. Sistemul de RAA

Amplitudinea oscilațiilor variază la ieșirea din oscilator între 1,1 și 1,8 V, datorită neidentității potențimetrelor din puntea Wien, datorită dependenței amplificării de frecvență etc.

Pentru a obține o amplitudine de ieșire de 4,5 V, semnalul de la oscilator se amplifică într-un amplificator clasă A cu distorsiuni foarte mici, controlat de un sistem de RAA care menține semnalul de ieșire la o amplitudine constantă.

Fie schema de principiu a unui amplificator clasă A (fig. 4). Amplificarea de tensiune este:

$$A_u = - \frac{\beta R_C}{R_g + h_{11e} + (\beta + 1) R_E}$$

Dacă $R_g + h_{11e} \ll (\beta + 1) R_E$, $\beta \gg 1$, expresia amplificării devine:

$$U_2/U_g = - R_C/R_E, \quad (2)$$

unde U_g este tensiunea a cărei amplitudine variază. Dorim $U_2 = \text{ct.} = K_1$. Din relația (2) rezultă că:

$$\frac{K_1}{U_g} = - \frac{R_C}{R_E} \quad (3)$$

Există două posibilități de a menține constantă tensiunea de ieșire U_2 cînd U_g variază și anume:

a) se alege $R_C = \text{ct.} = K_2$. Din relația (3) rezultă că:

$$R_E = - \frac{K_2}{K_1} U_g = - K_3 U_g \quad (4)$$

și deci R_E trebuie să varieze liniar în funcție de U_g ;

b) se alege $R_E = \text{ct.} = K_4$. Din relația (3) rezultă:

$$R_C = - K_1 K_4 / U_g = - K_5 / U_g, \quad (5)$$

adică R_C trebuie să varieze în funcție de U_g după o lege hiperbolică.

Obținerea unei rezistențe liniar dependente de tensiune se face ușor utilizînd un tranzistor FET, sau, mai simplu, un termistor cu încălzire

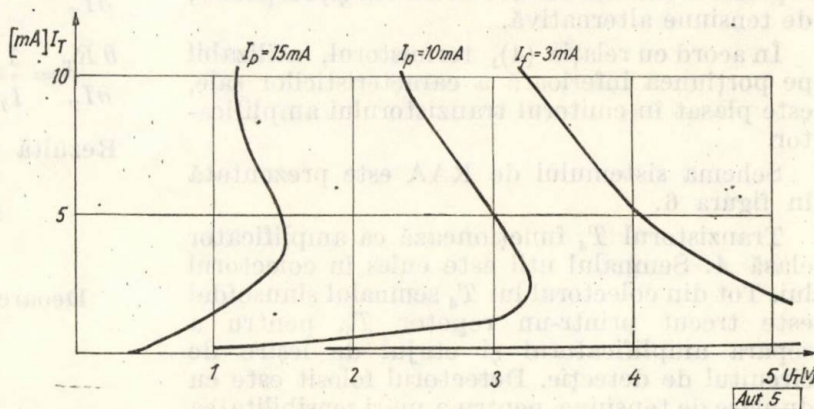


Fig. 5. Caracteristicile termistorului B 24.

indirectă. Am folosit termistorul B24, cu încălzire indirectă, ușor procurabil din comerț, ale cărui caracteristici sînt prezentate în figura 5. (Rezistența filamentului 100 Ω , curentul maxim de filament 20 mA) Caracteristica statică a

adusă, prin R_{14} și P_3 , pe baza tranzistorului T_6 care controlează curentul de filament al termistorului. Dacă, de exemplu, tensiunea de ieșire are tendința să scadă, tensiunea negativă la ieșirea detectorului (bornele lui C_9) scade (în

valoare absolută) și curentul prin T_6 va crește, ceea ce determină încălzirea filamentului și reducerea valorii rezistenței termistorului. Ca urmare, amplificarea va crește și semnalul la ieșire rămîne aproximativ constant. Variația tensiunii de ieșire este absolut necesară deoarece ea determină funcționarea sistemului de RAA. Existența erorii la ieșire determină modificarea curentului de filament al termistorului. Cu cît amplificarea sistemului de RAA (T_5 , T_6) va fi mai mare, eroarea tensiunii de ieșire va fi mai mică. Această soluție, în care sistemul de RAA este comandat de tensiunea de ieșire (el ar putea fi comandat direct de tensiunea de intrare U_g), are avantajul că asigură și compensarea caracteristicii de frecvență a amplificatorului T_4 , dînd un nivel constant la ieșire, în toată banda de frecvențe.

Într-un punct oarecare, rezistența R_T a termistorului este

$$R_T = \frac{U_T}{I_T}, \quad (6)$$

unde $U_T = U_T(I_T, I_f)$.

Cu ajutorul relației (6) se deduce expresia lui ΔR_T :

$$\Delta R_T = \frac{\partial R_T}{\partial I_T} \Delta I_T + \frac{\partial R_T}{\partial I_f} \Delta I_f. \quad (7)$$

Porțiunea inițială a caracteristicii $U-I$ a termistorului fiind practic liniară, rezistența termistorului nu

va depinde de curentul prin termistor, adică $\frac{\partial R_T}{\partial I_T} = 0$. Într-adevăr:

$$\frac{\partial R_T}{\partial I_T} = \frac{1}{I_T} \left(\frac{\partial U_T}{\partial I_T} - \frac{U_T}{I_T} \right) = 0 \text{ deoarece } \frac{\partial U_T}{\partial I_T} = \frac{U_T}{I_T}.$$

Rezultă că:

$$\Delta R_T = \frac{1}{I_T} \left(\frac{\Delta U_T}{\Delta I_f} \right)_{I_T = \text{ct.}} \Delta I_f. \quad (8)$$

Deoarece $R_E = R_{E1}/R_T$, rezultă:

$$\Delta R_E = \frac{\Delta R_T}{\left(1 + \frac{R_T}{R_{E1}}\right)^2} \quad (9)$$

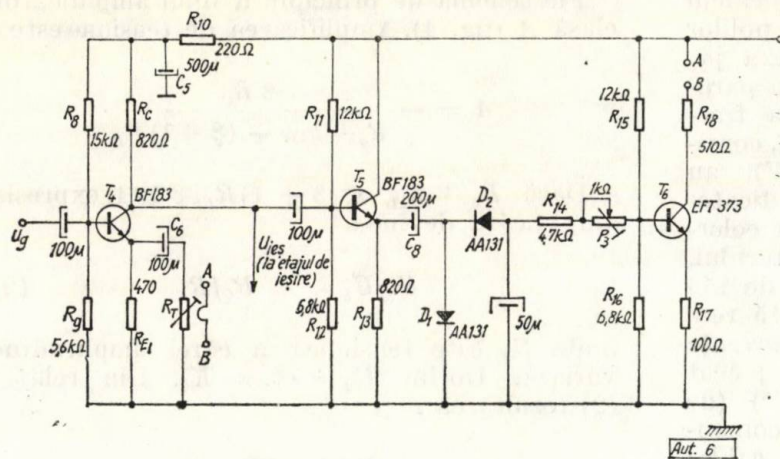


Fig. 6. Schema sistemului de RAA.

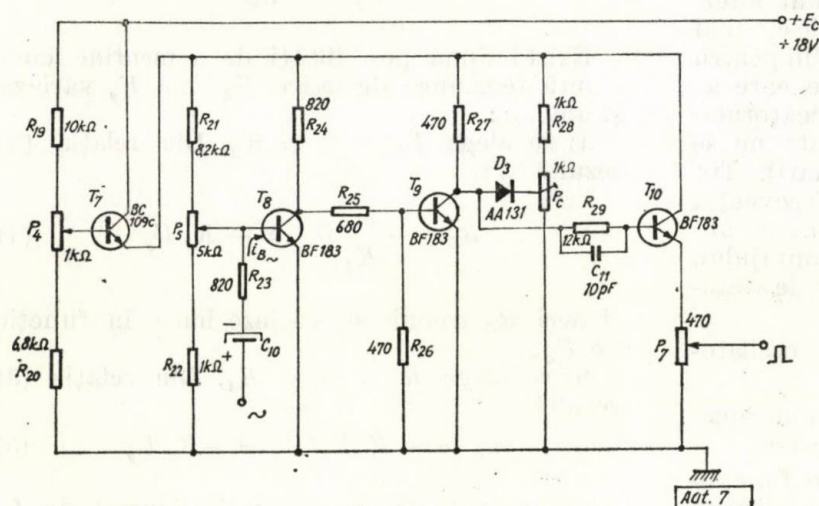


Fig. 7. Schema formatorului de impulsuri dreptunghiulare.

termistorului este valabilă și pentru regim alternativ, cu mențiunea că valorile din grafic reprezintă mărimi eficace de curent și, respectiv, de tensiune alternativă.

În acord cu relația (4), termistorul, utilizabil pe porțiunea inferioară a caracteristicilor sale, este plasat în emitorul tranzistorului amplificator.

Schema sistemului de RAA este prezentată în figura 6.

Tranzistorul T_4 funcționează ca amplificator clasă A. Semnalul util este cules în colectorul lui. Tot din colectorul lui T_4 semnalul sinusoidal este trecut printr-un repetor T_5 , pentru a separa amplificatorul și etajul de ieșire de circuitul de detecție. Detectorul folosit este cu dublare de tensiune, pentru a mări sensibilitatea sistemului de RAA. Tensiunea detectată este

și :

$$U_e = \frac{R_C}{R_E} U_g,$$

$$U_e = \frac{R_C}{R_{E0} \left(1 - \frac{\Delta R_E}{R_{E0}}\right)} \cdot U_{g0} \left(1 - \frac{\Delta U_g}{U_{g0}}\right), \quad (10)$$

unde R_{E0} și U_{g0} sînt valorile în jurul cărora au loc variațiile. Tensiunea de ieșire va fi constantă dacă conform relației de mai sus :

$$\frac{\Delta R_E}{R_{E0}} = \frac{\Delta U_g}{U_{g0}}. \quad (11)$$

Proiectarea sistemului de RAA cuprinde mai multe etape. Se dimensionează R_C , R_{E1} și se alege punctul de funcționare a termistorului în funcție de punctul de funcționare a lui T_4 și de amplificarea dorită. Punctul static de funcționare a lui T_6 se alege astfel ca $I_{C6} = I_f$. Din relațiile (9) și (11) se determină ΔR_T necesar pentru ca tensiunea U_{C4} să rămână constantă cînd U_g variază cu ΔU_g . Valoarea găsită se introduce în relația (8), de unde se determină ΔI_f necesar. Pe de altă parte se impune o variație admisibilă ΔU_{C4} , a tensiunii dorită să fie menținută constantă, în prezența căreia sistemul de RAA poate acționa. Tensiunea detectată pe C_5 va varia cu $2\Delta U_{C4}$. Cu aceste date se calculează acum $R_{14} + P_3$ necesar pentru a obține o variație $\Delta I_{C6} = \Delta I_f$ a curentului prin T_4 . Evident, eroarea $\Delta U_{C4} = \Delta U_{ies}$ va fi cu atît mai mică cu cît amplificarea în curent a lui T_6 va fi mai mare.

3. Obținerea impulsurilor dreptunghiulare

Cînd comutatorul K (fig. 1) este pe poziția 2, schema furnizează impulsuri dreptunghiulare, ce se obțin din oscilațiile sinusoidale prin limitarea acestora. Amplificatorul limitator este realizat cu tranzistoare de înaltă frecvență, cu rezistențe de sarcină mici. Pentru o limitare eficientă, nivelul semnalului de intrare a fost ales mult mai mare decît semnalul minim care produce intrarea primului tranzistor limitator în saturație și în blocare (fig. 7). Pentru îmbu-

nătățirea fronturilor, semnalul este limitat de două ori, de etajele T_8 și T_9 , și apoi este tăiat superior de dioda D_3 . Etajul de ieșire este un repetor ce asigură o impedanță mică de ieșire. Condensatorul C_{11} îmbunătățește frontul anterior al semnalului la frecvențe cuprinse între 100 kHz și 1 MHz. Factorul de umplere al semnalului este modificat prin variația polarizării bazei lui T_8 . În lipsa semnalului, T_8 este saturat indiferent de poziția cursorului potențiometrului P_5 . La aplicarea semnalului alternativ, condensatorul C_{10} se încarcă, cu polaritatea indicată în figură, prin curentul de bază al lui T_8 din cursul alternanței pozitive. În acest mod, T_8 ajunge să lucreze în clasă C (negativare prin curent de bază), unghiul de deschidere reglîndu-se cu ajutorul lui P_5 . Dacă cursorul lui P_5 este spre R_{22} , unghiul de deschidere este minim (T_8 se deschide numai la vîrfurile alternanței pozitive); spre R_{21} , unghiul este maxim.

4. Concluzii

Aparatul realizat demonstrează posibilitatea folosirii oscilatoarelor cu punte Wien ca oscilatoare de bandă largă. Performanțele lor, în special la frecvențe înalte, sînt condiționate de calitatea și de stabilitatea pieselor componente ce au o influență directă asupra frecvenței și amplitudinii semnalului.

Stabilitatea de amplitudine a semnalului de ieșire este bună, variațiile fiind sub 1 %. Variația relativă a frecvenței ($\Delta\omega/\omega_0$) nu depășește $7 \cdot 10^{-4}$. Distorsiunile de neliniaritate sînt sub 0,5 % în gama 100 Hz—1 MHz, ajungînd la 3 % la capetele benzii. Timpul de creștere a frontului impulsului dreptunghiular atinge valoarea de 70 ns la 1 MHz. Acești parametri au fost măsurați în intervalul de temperatură 15—40°C.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Vătășescu, A. ș.a. *Circuite cu semiconductoare în industrie. Amplificatoare. Oscilatoare*. București, Ed. tehnică, 1971.
- [2] Cartianu, Gh. *Analiza și sinteza circuitelor*. București, Ed. didactică și pedagogică, 1972.
- [3] Millman, I., Taub, H. *Pulse, digital and switching waveforms*. New York, McGraw-Hill, 1965.
- [4] Thornton, R. ș.a. *Multistage transistor circuits*, vol. 5. New York, John Wiley, 1967.

GRIGORE D. POPESCU și NELU NISIPEANU*

Dispozitive de afișare a caracterelor alfanumerice

Elementele de afișare numerică au căpătat o largă răspîndire odată cu dezvoltarea aparaturii numerice de măsură și control, printre primele elemente folosite în acest scop fiind tuburile NIXIE. Necesitatea unei comunicări rapide între calculatorul electronic și utilizatori a dus la apariția sistemelor de afișare alfanumerice pe tub catodic (display). În prezent, datorită dezvoltării tehnologice, elementele de afișare cunosc o largă diversificare. Astfel, tuburile NIXIE, deși au devenit ieftine, sînt din ce în ce mai mult înlocuite în aplicațiile lor de noi elemente de afișare de tip matrice care conferă avantajul afișării tuturor caracterelor în același plan (fig. 1). Prin dezvoltarea acestor dispozitive

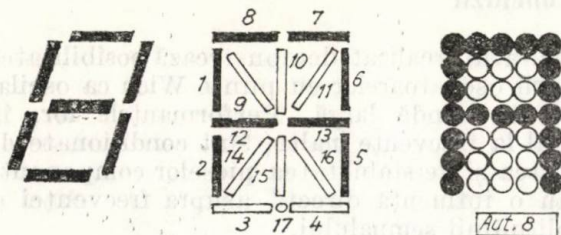


Fig. 1

s-a putut realiza și afișarea caracterelor alfanumerice. Mult timp principala piedică în utilizarea mai largă a acestor dispozitive de afișare a caracterelor alfanumerice nu a constituit-o elementul propriu-zis ci partea de decodificare și comandă. Folosirea circuitelor integrate a rezolvat într-un mod convenabil această problemă, iar elaborarea unor scheme sofisticate a dus la realizarea afișării de mesaje prin folosirea împreună a mai multor elemente de afișare. Astfel s-a deschis calea înlocuirii dispozitivelor de afișare pe tub catodic (display) pentru afișarea de mesaje alfanumerice, acestea rămînînd utilizate pentru probleme speciale (sisteme conversaționale, afișări grafice, creion luminos etc.). Înlocuirea este justificată și de faptul că sistemele de afișare cu tub catodic sînt echipamente complexe și costisitoare, iar dispozitivele prezentate asigură avantajul unei capacități de afișare variabilă în funcție de aplicație.

Prin urmare, lăsînd la o parte sistemele de afișare cu tub catodic (display), vom putea face o clasificare din punct de vedere constructiv în dispozitive de afișare alfanumerice în care un același element independent poate realiza afișarea oricărui caracter (de tip matrice) și dispozi-

tive în care fiecare caracter din setul folosit își are propriul său indicator.

De obicei setul de caractere de afișat este de 64, format din cifre, litere mari și semne speciale (fig. 5).

I. Dispozitive de afișare de tip matrice

Dispozitivele de afișare de acest fel sînt constituite dintr-o matrice de linii sau puncte grupate într-un bloc, care, luminîndu-se în diverse combinații, pot reprezenta fiecare caracter din setul dorit. Inițial au apărut, ca înlocuitoare ale tuburilor NIXIE, dispozitivele cu șapte bare pentru afișarea numerelor; ulterior, prin mărirea numărului de segmente la 17, s-a trecut și la afișarea literelor (fig. 1). În prezent, pe lângă aceste elemente cu bare, există elemente la care formarea caracterului se face printr-o matrice de puncte. Mărirea acestei matrice este, curent, de 5×7 puncte, dar există și modele cu 5×10 sau chiar 12×16 puncte care conferă o definiție precisă a caracterelor, facilitînd citirea chiar și a literelor mici [1]. Mărirea matricei folosite pentru formarea caracterului afectează complexitatea schemei de comandă precum și mărirea memoriei din care se generează caracterele. Astfel, pentru reprezentarea setului de 64 de caractere alfanumerice cu o matrice 5×7 puncte, este necesară o memorie de 2240 biți.

Elementul luminos care intră în componența matricei poate fi realizat în mai multe moduri printre care menționăm: filament incandescent, (la elementele cu bare), diode luminescente, substanțe electroluminescente, cristale lichide celule cu descărcare în gaze.

În continuare se analizează succint cîteva dintre aceste tipuri constructive, după care se vor prezenta și schemele de comandă aferente.

1. Elementele de afișare cu diode luminescente

Sînt dispozitive larg întrebuintate, avînd avantajele elementelor semiconductoare. Se bazează pe fenomenul de radiație în spectrul vizibil al unei joncțiuni $P-N$ polarizată direct și împachetată într-un strat de material fosforescent. Dioda emite radiații infraroșii, iar substanța fosforescentă le transformă în radiații vizibile. Cele mai multe diode luminescente au, ca material activ, $GaAsP$ sau GaP care generează lumină roșie, dar s-au construit diode luminescente care emit lumină verde sau galbenă. Eficiența luminoasă mai scăzută a acestora din urmă este compensată de sensibilitatea ochiului mai pronunțată pentru galben sau

* Ing. G. Popescu și ing. N. Nisipeanu lucrează la Institutul pentru tehnica de calcul.

verde față de roșu. Deși se află încă în stadiul de cercetare [2], putem remarca diodele luminescente GaAs având ca substanță fosforescentă ytriu oxiclorig la care lumina emisă depinde de modul de alimentare: roșie în regim continuu și galbenă la alimentarea în impulsuri de 1 ms.

Strălucirea B a sursei de lumină care o constituie dioda luminescentă este parametrul ei caracteristic [3]. Acesta este în funcție de tensiunea V aplicată: $B = B_0 \cdot e^{-(c/V)^{1/2}}$, de frecvența f a acestei tensiuni: $B = K \cdot V^{(3,3)} \cdot f^{(0,7)}$ și de temperatura de lucru (curba de dependență cu temperatura se determină experimental, dar în general în regiunea normală de lucru B scade la creșterea temperaturii). Deși este de dorit, pentru a obține o strălucire mai mare, să se lucreze la o tensiune de alimentare și frecvență cât mai ridicate în limitele admisibile, trebuie ținut seamă de timpul de viață a unei diode luminescente, definit ca timpul în care strălucirea ei se reduce la $1/2$ din valoarea inițială și care este invers proporțional cu tensiunea și frecvența.

Elementul de afișare alfanumeric cu diode luminescente se realizează fie grupând 35 de diode independente într-un bloc de 5×7 , fie monolitic. Se utilizează o serie de metode pentru a obține uniformitatea strălucirii și un contrast suficient. La elementele cu segmente, diodele se dispun în spatele unor bare care difuzează lumina, iar în cazul construcției monolitice, dioda se realizează în forma segmentului necesar. Elementul alfanumeric, odată realizat, poate fi montat independent sau se pot grupa mai multe, corespunzător numărului de caractere ce trebuie afișat. În acest din urmă caz, pentru reducerea circuitelor de decodificare și comandă se folosesc diverse scheme de scanare care vor fi prezentate mai târziu.

2. Elemente de afișare cu substanțe electroluminescente

Se bazează ca și în cazul anterior tot pe fenomenul de electroluminescență, astfel încât relațiile arătate pentru strălucire (B) rămân în general valabile.

Lumina este generată de recombinarea purtătorilor liberi produși într-un material fosforescent (particule de ZnS, CdS, ZnSe, CdSe dispuse într-un dielectric) la aplicarea unei diferențe de potențial. Pentru obținerea unei străluciri mai mari și a unui timp de viață mai îndelungat, ținând seamă de persistența emisiei luminoase, alimentarea se face în impulsuri cu factor de umplere redus.

O celulă de afișare de acest tip se realizează prin dispunerea între doi electrozi — cel din față transparent — a unui strat de material fosforescent. Electrozii sunt segmentați pentru a putea forma diferite combinații luminoase.

Pe lângă celulele individuale, o aplicație frecventă o constituie panourile de afișare electroluminescente adresate matricial. În figura

2 se arată o secțiune într-un astfel de panou. Pe placa frontală de sticlă sunt dispuși electrozii longitudinali, care sunt transparenți, după care urmează stratul de substanță electroluminescentă. Electrozii posteriori sunt dispuși la 90° față

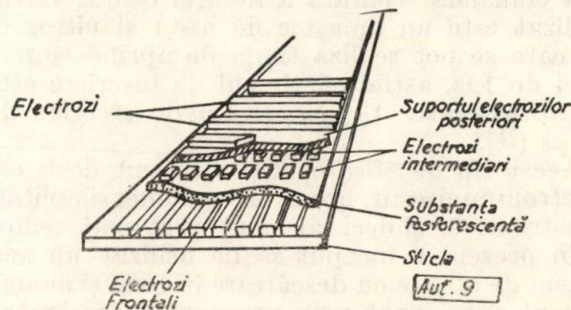


Fig. 2

de cei frontali. Pentru a realiza luminarea numai în punctele de intersecție a electrozilor se dispun și o serie de electrozi intermediari. Se obține astfel un panou format din mai multe rânduri, fiecare alcătuit dintr-o rețea de puncte. Comanda afișării se face prin scanare.

Aceste elemente de afișare nu sunt larg utilizate în prezent datorită strălucirii mai reduse și timpului de viață (aproximativ 30000 ore) mult mai mic decât la diodele luminescente (250000 ore în alimentare continuă).

3. Elemente de afișare cu descărcare în gaze

Aceste elemente de afișare sunt alcătuite dintr-o matrice de celule discrete, fiecare umplută cu un gaz în care se produce o descărcare luminoasă la aplicarea unei tensiuni corespunzătoare.

În figura 3 se prezintă modul de realizare a unui astfel de element. Între două plăci de

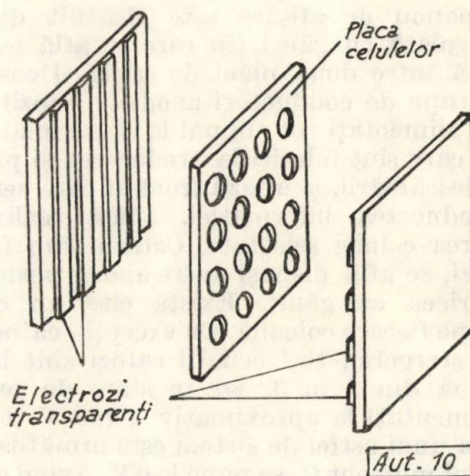


Fig. 3

sticlă, pe care sunt aplicați electrozii transparenți (direcția electrozilor de pe o placă este perpendiculară pe direcția electrozilor de pe placa opusă), se află o a treia placă pe care sunt

realizate celulele cu gaz. Selecția unei celule se face prin aplicarea tensiunii pe cei doi electrozi la intersecția cărora se află celula respectivă. Pentru afișarea unui caracter se face scanare pe rânduri sau coloane, în general nefiind folosită comanda separată a fiecărei celule. Gazul utilizat este un amestec de neon și nitrogen, cu care se pot realiza timpi de aprindere mai mici de $1\mu s$, astfel că timpul de înscriere este de aproximativ $15\mu s$, iar cel de ștergere de $30\mu s$ [3].

Acest tip de afișare, deși mai lent decât cel electroluminiscent, are avantajul unei simplități constructive și deci al unui preț mai redus.

În prezent a început să fie utilizat un nou sistem de afișare cu descărcare în gaze și anume panoul autoscanat prin propagarea descărcării de la celulă la celulă [4]. Această metodă simplifică foarte mult circuitele de decodificare — comandă, astfel că, la un număr de poziții afișate $n > 10$, prețul de cost devine foarte convenabil. După cum se vede din figura 4,

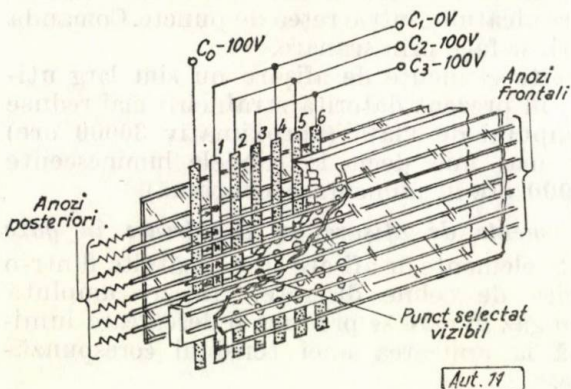


Fig. 4

acest panou de afișare este alcătuit dintr-o placă izolată cu găuri (în care se află gazul), montată între două plăci de sticlă. Deosebit două grupe de conductori anodici: anozii posteriori, alimentați tot timpul la aproximativ $+200\text{ V}$, care sînt folosiți la producerea și propagarea descărcării, și anozii frontali care servesc la introducerea informației, adică realizează luminarea celulei selectate. Catozii, sub formă de benzi, se află dispuși între anozii posteriori și matricea cu găuri. Există cîte un catod comun pe fiecare coloană. Cu excepția catodului C_0 (de ștergere), toți ceilalți catozi sînt legați împreună din 3 în 3, iar în stare de repaus sînt alimentați la aproximativ $+100\text{ V}$. Funcționarea unui astfel de sistem este următoarea: în primul moment C_0 se pune la 0 V , avînd ca rezultat producerea unei descărcări între el și anozii posteriori. Aceste descărcări spre anozii posteriori nu sînt vizibile de către operator. La tactul următor, catodul C_0 se trece la $+100\text{ V}$, iar C_1 se pune la masă, astfel că particulele ionizate din jurul lui C_0 trec în spațiul cu diferență

de potențial mai mare din jurul lui C_1 , iar descărcarea se produce între anozii posteriori și C_1 . La catozii 4, 7..., care se află la același potențial ca și C_1 , nu se produc descărcări pentru că se află la o distanță prea mare de regiunea ionizată C_0 . La un nou tact se trece la 0 V grupa de catozi $C_2, C_5...$ și în acest mod se va continua scanarea pe orizontală a întregului rînd. Pentru a produce o descărcare vizibilă într-o anumită celulă a matricei de afișare se aplică 200 V pe anodul frontal corespunzător, atunci cînd există descărcarea spre anodul posterior, ceea ce asigură ionizarea inițială.

Simplificarea principală a circuitelor de comandă a panourilor de afișare cu autoscanare, față de cele obișnuite, este aceea că în locul unei matrice de comandă a comutării catozilor se utilizează un ceas de tact cu trei faze.

În prezent se produc astfel de sisteme cu o capacitate de 256 de caractere alfanumerice. Panourile autoscanate, și în general toate elementele de afișare din această categorie, pun unele probleme de zgomot electric datorită descărcărilor ce se produc în gaze. Timpul de viață a acestor dispozitive este de aproximativ 10000 de ore, dar la temperaturi joase scade foarte mult (de exemplu la -20°C scade în raportul $200:1$).

4. Elemente de afișare cu cristale lichide

Un astfel de element de afișare are o construcție foarte simplă, fiind alcătuit dintr-un bloc de două plăci de sticlă cu un strat conductiv transparent și segmentat, depus pe partea interioară. Între aceste două plăci se dispune cristalul lichid care constituie o suprafață cu transparență controlabilă. Aceasta se bazează pe efectul electrooptic ce există în unele substanțe organice cu proprietăți cristaline. La aplicarea unui cîmp electric sau magnetic, moleculele unei astfel de substanțe se aliniază paralel, cristalul lichid devenind opac, în lipsa cîmpului fiind transparent. Există două tipuri de elemente de afișare cu cristale lichide: transmisive (cu sursă de lumină încorporată) și reflective (cu electrodul posterior reflectorizant). Aceste dispozitive pot lucra cu lumină nepolarizată, iar recent au fost elaborate și tipuri cu lumină polarizată care prezintă o mai mare imunitate la surse luminoase parazite.

Elementele de afișare cu cristale lichide au, ca principal avantaj, consumul deosebit de redus (de ordinul μW), compatibilitatea directă cu circuitele de acționare MOS și un preț de cost pe caracter relativ scăzut. Trebuie rezolvată însă o serie de probleme ca: timpul de viață redus (10000 ore); timpul de comutare prea mare (pentru reducerea timpului de stingere se face „ștergere” în înaltă frecvență); gama de temperatură puțin extinsă ($0-70^\circ\text{C}$).

5. Scheme de comandă

Realizarea schemei de comandă pentru un element de afișare cu linii sau cu puncte ridică unele probleme speciale prin proiectarea unei scheme logice care să realizeze sistemul de funcții corespunzător. Schema logică de comandă va avea la intrare codul folosit, iar la ieșire va realiza un număr de 17 funcții în cazul elementului de afișare alfanumeric cu linii sau 35 de funcții la elementul de afișare cu puncte. Teoretic, proiectarea unei astfel de scheme de comandă nu ridică probleme, dar având în vedere numărul mare de variabile (opt în cazul codului EBCDIC; șapte în cazul codului ASCII), găsirea schemei minime nu este simplă. Schema minimă a sistemului de 17 (sau 35) funcții logice s-ar obține printr-o minimizare pe ansamblu, dar aceasta este deosebit de complicat și de aceea s-a recurs la minimizarea fiecărei funcții în parte.

În continuare se prezintă modul de proiectare a unui scheme de comandă pentru elementul de afișare de tip matrice cu linii folosind la intrare codul EBCDIC. Din studiul diagramei Veitch (fig. 5), în care au fost introduse carac-

Pentru restul de șapte variabile de intrare au fost scrise cele 17 funcții logice în formă normal disjunctivă. S-au avut în vedere, la scrierea funcției logice a fiecărei linii a elementului de afișare, caracterele la care aceasta trebuie să se lumineze. Odată obținute cele 17 funcții logice de șapte variabile s-a trecut la minimizarea lor cu ajutorul calculatorului FELIX C-256. În setul de programe al acestui calculator există un program de minimizare a funcțiilor logice, astfel că introducând mintermenii fiecărei funcții în exprimare hexazecimală se vor obține implicanții finali. Spre exemplu, în cazul barei 6 funcția logică are forma:

$$f_6 = \bar{X}_2 X_3 X_5 X_7 + X_2 X_3 \bar{X}_6 \bar{X}_7 + X_0 \bar{X}_2 X_3 \bar{X}_6 + X_0 \bar{X}_4 \bar{X}_5 \bar{X}_6 + X_0 \bar{X}_2 \bar{X}_6 X_7 + X_2 X_3 X_4 \bar{X}_5 \bar{X}_7 + \bar{X}_0 X_2 \bar{X}_3 X_5 X_6 X_7 + X_0 \bar{X}_2 X_3 \bar{X}_4 X_5 + X_0 X_2 \bar{X}_3 \bar{X}_4 \bar{X}_5 X_7,$$

din care cei doi implicanți subliniați sînt comuni și funcției f_5 . (Considerăm că nu este necesară listarea celorlalte funcții, forma lor fiind asemănătoare).

Numărul total de implicanți finali ai fiecărei funcții cum și cei proprii sînt prezentați în tabela 1.

Numărul total de implicanți proprii este de 121, fiecare dintre ei fiind o combinație de trei la șase variabile. Implicanții comuni mai multor funcții au fost considerați o singură dată și utilizați de cîte ori intervin în alte funcții.

Realizarea practică a schemei necesită, în cazul folosirii diodelor, aproximativ 650 de diode, blocul de comandă devenind voluminos. Folosirea circuitelor integrate necesită aproximativ 100 de capsule, ceea ce nu reprezintă o reducere de volum sau preț.

Schema prezentată poate comanda un singur element de afișare; pentru mai multe elemente de afișare trebuie repetată schema de un număr corespunzător sau trebuie realizată o comandă prin scanare.

Studiind diagrama Veitch (fig. 5), se observă că, în cazul în care nu este necesară afișarea caracterului 082, se poate renunța și la variabila X_0 . Ținînd seamă de acest fapt și efectuînd o reproiectare a schemei logice, se observă că noua schemă de comandă obținută nu este cu mult mai redusă.

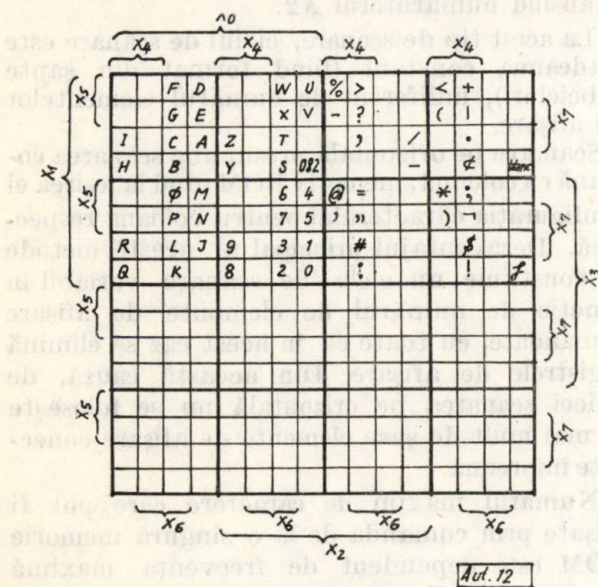


Fig. 5

terele (64) ce se afișează, se observă că, la toate combinațiile de cod, bitul X_1 este același și ca atare el nu va influența funcționarea schemei.

Tabela 1

Funcția	F1	F2	F3	F4	F5	F6	F7	F8	F9	F10	F11	F12	F13	F14	F15	F16	F17
Nr. implicanți	11	8	13	14	11	9	12	13	5	8	10	11	13	7	9	7	4
Nr. implicanți proprii	11	6	11	5	10	7	10	5	5	7	10	9	9	5	4	4	3

Deoarece schema de comandă nu poate fi modificată în mod sensibil pe calea arătată, s-a recurs la folosirea unor memorii citește numai (ROM) realizate pe circuite de tip MOS. Memoria ROM realizează decodificarea între elementele codului de intrare și combinația necesară afișării, avînd rolul unui generator de caractere. Astfel, pentru afișarea a 64 de caractere alfanumerice pe elementul cu 35 de puncte, este necesară o memorie cu o capacitate de 2240 biți (35×64). Prin folosirea memoriei ROM, volumul blocului de comandă se reduce în mod simțitor. În figura 6 se prezintă schema

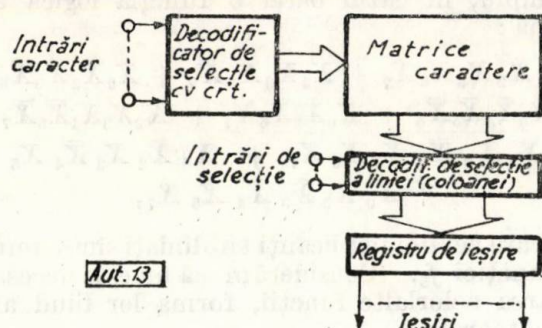


Fig. 6

de principiu a unei memorii ROM destinată pentru comanda afișării pe un element de tipul matrice 5×7 puncte. La intrare sînt necesare atît codul caracterului cît și semnalele de selecție ale unui rînd (sau coloane) al elementului de afișare, iar la ieșire se obține configurația ce trebuie afișată pe rîndul selectat din caracterul respectiv. Pentru afișarea unui caracter se selectează succesiv fiecare linie (sau coloană) cu o viteză de scanare superioară persistenței imaginii pe retină. În general nu se folosește o memorie ROM pentru comanda unui singur element de afișare ci se comandă simultan mai multe elemente folosind scheme corespunzătoare pentru scanare. Există două tehnici de scanare: pe verticală și pe orizontală.

Tehnica de scanare pe verticală presupune scanarea pe rînduri, figura 7 prezentînd o schemă

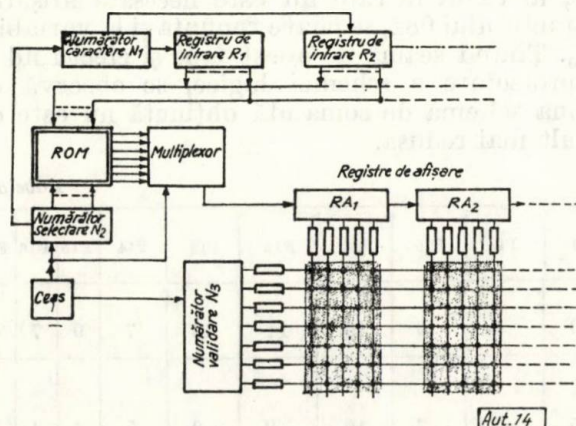


Fig. 7

ce folosește acest tip pentru comanda mai multor elemente de afișare de tip matrice 5×7 puncte. Schema funcționează sincron la comanda unui ceas. În registrele de intrare ($R1$, $R2$) sînt introduse codurile caracterelor ce urmează a fi afișate. La comanda numărătorului de caractere $N1$ se va aplica succesiv conținutul registrelor ($R1$, $R2$) la intrarea memoriei ROM. De asemenea la intrările de selecție ale acesteia se aplică conținutul numărătorului $N2$ (acesta conține adresa rîndului care va fi afișat) și astfel se va obține la ieșire informația ce trebuie afișată pe rîndul selectat. Această informație va fi aplicată la multiplexor și de aici la registrele de afișare. Numărătorul de validare $N3$ conectează succesiv la masă fiecare rînd și astfel se asigură alimentarea elementelor luminoase, din rîndul selectat, conform configurației existente în registrul de afișare. După efectuarea acestei proceduri pentru un rînd, numărătorul $N1$ se comută pe caracterul următor în timp ce $N2$ rămîne pe aceeași poziție, introducîndu-se codul corespunzător în al doilea registrul de afișare. La terminarea afișării rîndului respectiv pentru toate caracterele, se trece la rîndul următor avansînd numărătorul $N2$.

La acest tip de scanare, ciclul de scanare este totdeauna constant (fiînd format din șapte subcicluri), indiferent de numărul elementelor de afișare.

Scanarea pe orizontală presupune scanarea coloană cu coloană, memoria ROM dînd la ieșirea ei configurația caracterului pentru coloana respectivă. Dezavantajul principal al acestei metode îl constituie un ciclu de scanare variabil în funcție de numărul de elemente de afișare comandate, cu toate că în acest caz se elimină registrele de afișare. Din această cauză, de obicei scanarea pe orizontală nu se folosește la mai mult de șase elemente de afișare conectate împreună.

Numărul maxim de caractere care pot fi afișate prin comanda de la o singură memorie ROM este dependent de frecvența maximă cu care poate fi acționată schema de comandă, dar mai ales de timpul minim necesar pentru alimentarea elementului de afișare astfel ca acesta să lumineze suficient. De asemenea trebuie asigurată o viteză de scanare suficient de mare pentru ca pîlpîirile elementelor de afișare să devină imperceptibile (cel puțin 100 de aprinderi pe s.).

Schemele de comandă prezentate se pot aplica la toate tipurile de elemente de afișare alfanumerice (atît matrice individuale cît și cele unite într-un panou) descrise anterior. De la caz la caz diferă elementul final de comandă în funcție de puterea necesară pentru acționarea celulei luminoase selectate.

II. Dispozitive de afișare cu indicator separat pentru fiecare caracter

Din această categorie, în primul rând putem menționa indicatoarele de tip NIXIE folosite pentru afișări numerice. Aceste indicatoare sînt tuburi electronice multicatod la care fiecare catod corespunde unei cifre zecimale (0–9) sau unui semn special. Numărul de caractere conținut de un tub NIXIE este redus, dar prin folosirea alăturată a mai multor tuburi NIXIE se pot afișa mai multe ranguri zecimale.

Tot în această categorie, dar pentru caractere alfanumerice, s-au realizat dispozitive care presupun existența unui panou pe care se află toate caracterele de afișat, iar printr-o metodă de selecție se pune în evidență numai caracterul dorit. Din punct de vedere constructiv este vorba de o placă de sticlă mată pe care se gravează setul respectiv de caractere alfanumerice. Pentru fiecare caracter există un element luminos dispus în spatele plăcii, care, atunci cînd este aprins, permite vizualizarea acelui caracter. Avantajul acestui dispozitiv rezidă atît în simplitatea sa constructivă cît și în aceea a schemei de comandă. Ca dezavantaj principal notăm dimensiunea mare a panoului față de posibilitatea de a afișa un singur caracter la un moment dat.

În figura 8 se prezintă schema de comandă a unui astfel de dispozitiv de afișare pentru 64

astfel două matrice ale căror ieșiri vor fi intersectate. După cum s-a arătat, pentru afișarea celor 64 de caractere sînt necesari numai șapte biți ($X_0, X_2 \dots X_7$), deoarece $X_1 = 1$. S-au grupat împreună variabilele $X_0 X_4 X_5$ și variabilele $X_2 X_3 X_6 X_7$, observîndu-se din diagrama Veitch (fig. 5) că în prima matrice combinațiile $X_0 X_4 X_5$ și $\bar{X}_0 \bar{X}_4 X_5$ nu intervin la formarea nici unui caracter. Din această cauză, combinațiile nu au fost realizate în cadrul matricei. Cele două matrice vor avea, una, trei intrări și șase ieșiri, iar cealaltă patru intrări și 16 ieșiri. La intersecția liniilor de ieșire a celor două matrice se găsesc combinațiile de cod ale tuturor caracterelor de afișat. Funcționarea schemei, de exemplu pentru afișarea caracterului *H*, este următoarea: corespunzător codului acestui caracter (11001000) vor fi validate (0V dacă matricele M_1 și M_2 au fost realizate cu NAND-uri) liniile $X_0 X_4 X_5$ și $\bar{X}_2 \bar{X}_3 \bar{X}_6 \bar{X}_7$, ceea ce va face ca tranzistoarele finale al acestor linii să conducă, iar blocul literei *H* să lumineze. Diodele alăturate fiecărui bec au rol de separare. Ca element luminos se pot utiliza becuri cu filament, dar în cazul utilizării unor diode luminescente grupul bec-diodă semiconductoare din figura 8 dispăre.

Schema astfel concepută este mai simplă și mai economică decît în cazul unei matrice de decodificare dreptunghiulară cu opt intrări și 64 de ieșiri. În cazul realizării matricelor cu diode sînt necesare 24 de diode pentru M_1 și 64 de diode pentru M_2 , iar în cazul folosirii circuitelor integrate trebuie 11 capsule a două NAND-uri cu patru intrări. Numărul de tranzistoare finale — 22 — este și el mai mic decît în cazul unei matrice dreptunghiulare, unde fiecare dintre cele 64 de ieșiri are amplificatorul ei.

Acest tip de sistem de afișare se folosește în special în conjuncție cu tastaturi alfanumerice și, în acest caz, modul de dispunere a caracterelor pe panou este identic cu cel al tastelor. Un astfel de dispozitiv de afișare a fost realizat de autori pentru sistemul de introducere de la tastatură SID și a fost prezentat în cadrul Tîrgului internațional București 1972.

III. Concluzii

Din varietatea tipurilor de elemente de afișare alfanumerică existentă, utilizatorul trebuie să aleagă tipul adecvat, realizînd un compromis între caracteristicile principale (strălucire, contrast, viteză de lucru, timp de viață, putere consumată, preț etc.), dar în primul rînd luînd în considerare tipul aplicației. De asemenea la alegere are un rol important și factorul fiziologic care intervine prin obosirea ochilor operatorului datorită pîlpîirii, lungimii de undă a luminii emise și dimensiunii caracterelor. În tabela 2 se prezintă comparativ cîteva dintre principalele caracteristici ale elementelor ana-

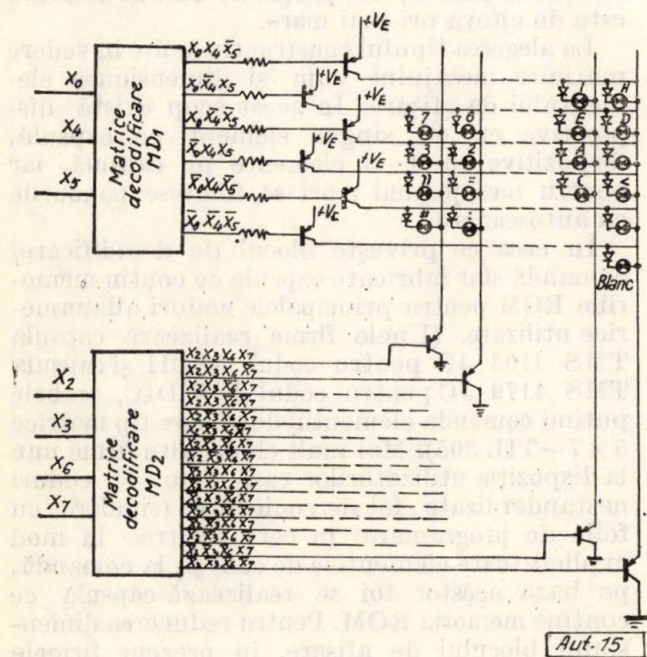


Fig. 8

de caractere alfanumerice, codul utilizat fiind codul EBCDIC cu opt biți. Pentru a evita realizarea unei matrice de decodificare cu opt intrări și 64 de ieșiri, se împarte codul cu 8 biți în două grupe de patru biți, formîndu-se

Tabela 2

Tipul de element luminos	Tipul dispozitivului (numeric; alfanumeric); prezentare	Timp de viață (ore)	Tens. alim.	Strălucire	Culoare	Observații
Diode luminescente	N; A Individual și multicaracter	250000	5V _{cc}	bună	roșu verde galben	dimensiuni reduse preț/character redus; rezistență la șocuri mecanice și variații de temperatură
Substanțe electro-luminescente	N; A Individual sau multicaracter	30000	sute V _{cc}	slabă	galben verde	mai puțin utilizate
Descărcări în gaze	N; A Individuale sau panouri de afișare	100000	175 V _{ca}	bună	roșu galben	permit lucrul multiplexat, ceea ce reduce circuitele de comandă
Cristale lichide	N; A. Individual	10000	15–25V _{cc}	bună (depinde de tip)	funcție de culoarea luminii	după unele posibile îmbunătățiri se presupune că vor fi foarte utilizate
Incandescență (cu filament)	N; (A). Individual sau multicaracter	100000	5 V _{cc}	puternică	orice culoare prin filtrare	pot fi utilizate în medii puternic luminate; cele de tip alfanumeric cu 17 segmente mai puțin utilizate

lizate, din care proiectantul poate face o alegere a tipului adecvat. În tabelă s-au introdus și elementele de afișare cu filament incandescent, care sînt larg folosite atît datorită prețului foarte redus (NIXIE) cît și unor îmbunătățiri constructive (realizarea cifrei se face cu o matrice de șapte segmente dispuse fie într-un tub de sticlă, fie într-un bloc plat).

Dintre caracteristicile optice, cele mai importante sînt culoarea (determinată de lungimea de undă a radiației) și strălucirea. În optoelectronică, la elementele de afișare se folosesc lungimi de undă cuprinse între $4 \cdot 10^{-7}$ – $7 \cdot 10^{-7}$ m. Sensibilitatea maximă a ochiului corespunde pentru lumina verde (aproximativ $5,55 \cdot 10^{-7}$ m) și scade către capetele intervalului (de aproximativ 10 ori la lumina roșie). Strălucirea are în general valori în jur de 1000 cd/m^2 , dar variază, mai ales în cazul elementelor de tip matrice, de la punct la punct și de aceea, pentru comparație, este mai adecvată exprimarea ei în valoarea medie pe întreaga suprafață și nu ca valoare a strălucirii elementului luminos. De asemenea trebuie arătat că o strălucire mai puțin intensă poate fi compensată printr-o dispunere corespunzătoare a elementului luminos și prin realizarea unui fond contrastant. Culoarea poate fi modificată prin folosirea filtrelor, dar numai la elementele de afișare a căror strălucire este suficient de mare. Filtrarea este aplicabilă mai ales elementelor cu filament incandescent, dar nu poate fi folosită la elementele cu diode luminescente. De altfel problema culorii este unul dintre puținele dezavantaje reale ale elementelor cu diode luminescente,

întrucît culoarea roșie, fiind obositoare, nu este indicat să fie folosită în aplicații cu observare continuă de lungă durată. Este adevărat că se produc și diode luminescente pentru culorile verde sau galben, dar prețul de cost al acestora este de cîteva ori mai mare.

La alegerea tipului constructiv se are în vedere mărimea mesajului cum și dimensiunea elementului de afișare. În acest scop există dispozitive cu un singur element pe capsulă, dispozitive cu 3–5 elemente pe capsulă, iar pentru mesaje mai mari se folosesc panourile cu autoscanare.

În ceea ce privește blocul de decodificare/comandă sînt fabricate capsule ce conțin memoriile ROM pentru principalele coduri alfanumerice utilizate. (Unele firme realizează capsula TMS 4103 JC pentru codul ASCII și capsula TMS 4179 JC pentru codul EBCDIC, ambele putînd comanda elementul de afișare tip matrice 5×7 —TIL 305). Mai mult chiar, alte firme pun la dispoziția utilizatorilor care folosesc coduri nestandardizate foi de codificare (similare cu foile de programare) în care se trec în mod explicit toate elementele de cod și, la comandă, pe baza acestor foi se realizează capsula ce conține memoria ROM. Pentru reducerea dimensiunii blocului de afișare, în prezent firmele producătoare au trecut la realizarea unor capsule ce conțin atît elementul de afișare cît și blocul de decodificare/comandă.

Actualmente cele mai folosite sînt elementele de afișare cu diode luminescente și panourile cu descărcări în gaze datorită avantajelor ce le prezintă :

— dimensiuni reduse în comparație cu mărimea mesajului;
 — permit lucrul multiplexat, ceea ce reduce complexitatea circuitelor de comandă precum și numărul de conexiuni;
 — lucrează în impulsuri și au un consum redus.

În viitor se prevede că, în urma unor îmbunătățiri constructive, elementele de afișare cu cristale lichide să devină cele mai des folosite.

Elementele de afișare prezentate au găsit o largă utilizare în diverse domenii ale tehnicii. Prezența lor a devenit aproape generală în aparatura de măsură și control, unde oferă o precizie mărită, atât pentru exprimarea numerelor, cât și pentru diferite semnalizări. De asemenea unele tipuri sînt utilizate în scopul afișării de mesaje alfanumerice la consolele conectate la calculator și la terminale de comunicații. O largă utilizare a acestor dispozitive de afișare alfanumerică în domeniul tehnicii de calcul o constituie sistemele de introducere de date de la tastaturi pe bandă sau discuri magnetice. Pe lângă aceste aplicații în industrie, apare o largă folosire și la afișarea informațiilor de presă pe panouri, orologii numerice, în tehnica cinematografului la subtitrarea filmelor.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Carter, G., Mrazek, D. *There's a better way to design a character generator*. In: Electronics, 27.IV.1970, p. 107—112.
- [2] Barnett, A., Heumann, F. *Seeing red, yellow and green in a semiconductor alphanumeric display*. In: Electronics, 11.V.1970, p. 88—93.
- [3] Sherr, S. *Fundamentals of display system design*. New York, John Wiley, 1970.
- [4] Harmon, W. *Dot matrix display features inherent scanning ability*. In: Electronics, 2.III.1970, p. 120—125.
- [5] Borden, H., Kniss, R. *Strobing makes longer LED alphanumeric display practical*. In: Electronics, 2.III.1970, p. 126—130.
- [6] Davis, S. A *comperison and review of digital readouts*. In: Computer design, mart 1972, p. 69—81.
- [7] Reizenman, N. *The new displays complement the old*. In: Electronics, 12.IV.1973, p. 91—99.
- [8] Texas Instruments. *The optoelectrics data book for design engineers*.
- [9] Le Cain, F., Veber, G. *Un dispositif économique de visualisation 16 à 256 caractères*. In: Électronique et microélectronique industrielles, 15.I.1973, p. 1973, p. 43—50.
- [10] Lee, J., Lord, E. *MOS chip plus level — shifting circuit drives gas — discharge display*. In: Electronics, 1.III.1973, p. 97—101.
- [11] Bishop, R. A. *Comment commander un affichage à cristaux liquides avec des circuits C/MOS*. In: Électronique et microélectronique industrielles, 1.V.1973, p. 39—43.

ION DUMITRACHE, MIHAI ATODIROAIE și SILVIU DUMITRIU *

Algoritm pentru analiza și sinteza sistemelor automate cu reacție după stare

Este cunoscut [1, 2, 3, 4] că reprezentarea în spațiul stărilor a unui sistem automat oferă o serie de avantaje în raport cu reprezentarea clasică (funcții de transfer, caracteristici de frecvență). Printre aceste avantaje remarcăm posibilitatea simulării comode pe calculator a sistemului și determinarea celor mai generale caracteristici ale sistemului cum ar fi: controlabilitatea, observabilitatea, accesibilitatea etc. [1], indiferent de starea inițială în care se găsește sistemul.

În cadrul acestei lucrări se urmărește stabilirea unui algoritm pentru analiza și sinteza sistemelor automate prevăzute cu reacție după stare, pentru procese la care se pot evidenția variabile de stare fizic măsurabile. Folosirea acestor variabile de stare ca semnale de reacție evidențiază posibilitatea obținerii unor performanțe superioare cu structuri ale dispozitivului de automatizare mult simplificate.

* Dr. ing. I. Dumitrache este conferențiar la Catedra de automatică, ing. M. Atodiroaie este asistent la Catedra de calculatoare, iar ing. S. Dumitriu este asistent la Catedra de automatică din Institutul politehnic București.

Structura unui sistem automat liniar invariant cu reacție după stare este dată în figura 1.

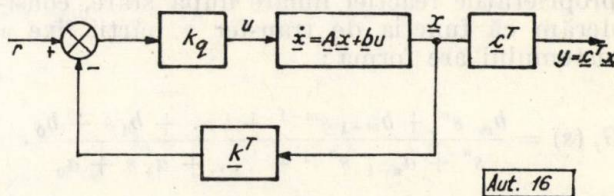


Fig. 1

Partea fixă a sistemului este reprezentată prin modelul liniar:

$$\begin{aligned}\dot{\underline{x}} &= \underline{A} \underline{x} + \underline{b} u, \\ y &= \underline{c}^T \underline{x},\end{aligned}\quad (1)$$

unde matricele $\underline{A}$, $\underline{b}$, $\underline{c}$ au forma și semnificațiile cunoscute [2].

Mărimea de comandă $u(t)$ se obține, în cazul unui sistem cu reacție după stare, ca o diferență

între mărimea program și starea sistemului trecută printr-un compensator :

$$u = k_q (r - k^T x), \quad (2)$$

unde k_q reprezintă coeficientul de transfer al blocului de comandă de pe calea directă a sistemului considerat. În aceste condiții modelul sistemului este :

$$\dot{x} = (\underline{A} - k_q \underline{b} k^T) x + \underline{b} k_q r, \quad (3)$$

$$y = c^T x$$

sau :

$$\dot{x} = \underline{A}_k x + \underline{b} k_q r,$$

$$y = c^T x. \quad (4)$$

Funcția de transfer a sistemului în aceste condiții se poate defini prin relația :

$$H_0(s) = k_q c^T [sI - \underline{A}_k]^{-1} \underline{b} \quad (5)$$

$$H_0(s) = k_q \frac{c^T \cdot \text{adj}(sI - \underline{A}_k) \cdot \underline{b}}{\det(sI - \underline{A}_k)}. \quad (6)$$

Este deremarcant din relația (6) că polii sistemului închis cu reacție după stare sînt o consecință a reacțiilor după stare (valorile proprii, soluții ale ecuației $\det(sI - \underline{A}_k) = 0$). Modificarea elementelor matricei $\underline{A}_k$ (coeficienții k^T și k_q) va permite realizarea unei repartii dorite a polilor funcției de transfer și implicit satisfacerea unor criterii de performanță impuse sistemului.

Pentru a evidenția forma matricei $\underline{A}_k$ și proprietățile reacției liniare după stare, considerăm că funcția de transfer a părții fixe a sistemului are forma :

$$G_f(s) = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0}{s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0}. \quad (7)$$

Alegînd în mod convenabil variabilele de stare, modelul matematic sub formă matricial-vecorială este :

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -a_0 & -a_1 & \dots & -a_{n-1} & \dots \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 1 \end{bmatrix} u, \quad (8)$$

$$y = [b_0 \dots b_m \ 0 \dots 0] x, \quad (9)$$

aceasta reprezentînd prima formă canonică de transcriere a modelului matematic al sistemului.

Pornind de la relațiile (8) și (9), funcția de transfer a părții fixe se poate scrie și sub forma :

$$G_f(s) = c^T \cdot \Phi(s) \cdot \underline{b} = \frac{c^T [\text{adj}(sI - \underline{A})] \cdot \underline{b}}{\det[sI - \underline{A}]}. \quad (10)$$

Funcția de transfer echivalentă a circuitului de reacție după stare, prin analogie cu schema funcțională clasică a unui sistem automat, este :

$$H_{ech}(s) = \frac{k^T \cdot x(s)}{y(s)} = \frac{k^T \Phi(s) \cdot \underline{b}}{c^T \Phi(s) \cdot \underline{b}}. \quad (11)$$

Din relația (11) observăm că reacția unitară a sistemului implică $k = c$. Pe baza relațiilor (10) și (11) se obține funcția de transfer generală a sistemului :

$$H_0(s) = \frac{k_q c^T \Phi(s) \underline{b}}{1 + k_q k^T \Phi(s) \underline{b}} = \frac{k_q (b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0)}{s^n + (a_{n-1} + k_q k_n) s^{n-1} + \dots + (a_0 + k_q k_1)}. \quad (12)$$

Forma matricială a ecuației (12), folosind același set de variabile de stare, evidențiază matricea $\underline{A}_k$ și, evident, posibilitatea localizării polilor funcției de transfer în vederea satisfacerii performanțelor impuse :

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -a(a_0 + k_q k_1) & \dots & \dots & -(a_{n-1} + k_q k_n) & \dots \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 1 \end{bmatrix} k_q r,$$

$$y = [b_0 b_1 \dots b_m \ 0 \dots 0] x. \quad (13)$$

Performanțele sistemului în acest caz sînt funcție de $(n+1)$ parametri ajustabili, fiind posibilă în aceste condiții alegerea apriori a unuia dintre parametri pentru realizarea unei condiții impuse de sistemul fizic considerat.

De remarcant faptul că zerourile sistemului sînt neafectate prin utilizarea reacției după stare, acestea fiind identice cu zerourile părții fixe a sistemului.

1. Analiza sistemelor cu reacție după stare

Rezolvarea problemelor de analiză a sistemului cu reacție după stare, ținînd seamă de proprietățile reacției liniare după stare, se realizează în mod similar ca pentru sistemele fără reacție după stare. De remarcant că perfor-

manțele sistemului sînt influențate direct de valorile coeficienților k_i .

Spre exemplu, stabilitatea sistemului este determinată de localizarea polilor funcției de transfer (12) în planul complex, respectiv sistemul este stabil dacă valorile proprii ale matricei $\underline{A}_k$ ($\det (s\underline{I} - \underline{A}_k) = 0$) sînt situate în semiplanul stîng. Durata procesului tranzitoriu de asemenea este sensibil influențată de prezența și valoarea coeficienților k_i în funcția de transfer a sistemului. Pot fi definite de asemenea caracteristicile de frecvență și locul rădăcinilor folosind relațiile:

$$G(j\omega) \cdot H_{ech}(j\omega) = k_a \underline{k}^T [j\omega \underline{I} - \underline{A}]^{-1} \underline{b} \quad (14)$$

și:

$$G(s) \cdot H_{ech}(s) = k_a \underline{k}^T [s\underline{I} - \underline{A}]^{-1} \underline{b} = -1, \quad (15)$$

putîndu-se evidenția influența coeficienților k_i asupra performanțelor sistemului în domeniul frecvențelor.

Pentru calculul erorii în regim staționar folosim teorema valorii finale:

$$\varepsilon_{st} = \lim_{s \rightarrow 0} s E(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s R(s) [1 - k_a \underline{c}^T (s\underline{I} - \underline{A} + \underline{b} k_a \underline{k}^T)^{-1} \underline{b}]. \quad (16)$$

Pentru diferite semnale aplicate la intrare se poate determina valoarea erorii în regim staționar ε_{st} și, evident, coeficienții de eroare, de poziție, viteză și accelerație. Astfel pentru intrare treptată unitară, eroarea staționară se definește prin relația:

$$\varepsilon_{st} = \frac{1}{1 + k_p} = 1 - k_a \underline{c}^T [-\underline{A} + \underline{b} k_a \underline{k}^T]^{-1} \underline{b}, \quad (17)$$

unde k_p reprezintă coeficientul de eroare de poziție.

În mod similar se definesc coeficienții de eroare de viteză și de accelerație sub forma:

$$\frac{1}{k_v} = k_a \underline{c}^T [-\underline{A} + \underline{b} k_a \underline{k}^T]^{-2} \underline{b} \quad (18)$$

și:

$$\frac{1}{k_a} = k_a \underline{c}^T [\underline{A} - \underline{b} k_a \underline{k}^T]^{-3} \underline{b}. \quad (19)$$

Cu ajutorul relațiilor (14), (15), (17), (18) și (19) pot fi determinate performanțele sistemului pentru o structură cu reacții după stare ai căror coeficienți k_i sînt constanți. Dacă folo-

sim unele proprietăți ale matricelor pătrate, expresia erorii se poate scrie sub forma:

$$\varepsilon_{st} = \frac{1}{1 + k_p} = \frac{\det [-\underline{A} + k_a \underline{b} \underline{k}^T - \underline{b} \underline{c}^T]}{\det [-\underline{A} + k_a \underline{b} \underline{k}^T]}. \quad (20)$$

Relația (20) evidențiază posibilitatea obținerii unor precizii dorite pentru sistem prin modificarea elementelor matricei $\underline{k}^T$ și a coeficientului k_a .

Folosind relațiile de calcul al performanțelor unui sistem cu reacție după stare, se poate efectua analiza completă a acestui tip de sistem.

Pentru calculul răspunsului se consideră un semnal de intrare sub forma cea mai generală:

$$\mathcal{L}[r(t)] = R(s) = k_r \frac{\alpha_1 + \alpha_2 s + \dots + \alpha_k s^{k-1} + s^k}{\beta_1 + \beta_2 s + \dots + \beta_m s^{m-1} + s^m}. \quad (21)$$

Asociind acestei intrări un set de variabile de stare, definim un sistem asociat mărimii de referință sub forma:

$$\begin{aligned} \dot{\underline{x}}_r(t) &= \underline{A}_r \underline{x}_r(t), \\ y_r(t) &= \underline{c}_r^T \underline{x}_r(t), \end{aligned} \quad (22)$$

unde $\underline{A}_r$ și $\underline{c}_r^T$ au semnificația:

$$\begin{aligned} \underline{A}_r &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -\beta_1 & -\beta_2 & \dots & -\beta_m \end{bmatrix}; \quad \underline{c}_r^T = \\ &= k_r [\alpha_1, \alpha_2, \dots, 1, 0, 0, \dots]. \end{aligned} \quad (23)$$

Combinînd acest sistem cu sistemul (4), se obține:

$$\begin{aligned} \hat{\underline{x}}(t) &= \hat{\underline{A}} \hat{\underline{x}}(t), \\ \hat{\underline{y}}(t) &= \hat{\underline{c}}^T \hat{\underline{x}}(t), \end{aligned} \quad (24)$$

unde s-a notat:

$$\begin{aligned} \hat{\underline{x}}(t) &= \begin{bmatrix} \underline{x}(t) \\ \underline{x}_r(t) \end{bmatrix}, \\ \hat{\underline{A}} &= \begin{bmatrix} \underline{A}_k & k_a \underline{b} \underline{c}_r^T \\ 0 & \underline{A}_r \end{bmatrix}, \\ \hat{\underline{c}} &= \begin{bmatrix} \underline{c} \\ 0 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (25)$$

Soluția sistemului (24) se obține comod sub forma :

$$\hat{x}(t) = \hat{\Phi}(t) \cdot \hat{x}(0), \quad (26)$$

unde $\hat{\Phi}(t)$ reprezintă matricea de tranziție a sistemului modificat în care s-a inclus referința sub forma cea mai generală. Matricea de tranziție se calculează folosind teorema de dezvoltare a lui Sylvester având forma :

$$\hat{\Phi}(t) = \underline{F}_1 e^{\lambda_1 t} + \underline{F}_2 e^{\lambda_2 t} + \dots + \underline{F}_{n+m} e^{\lambda_{n+m} t} \quad (27)$$

iar coeficienții matriciali $\underline{F}_i$ se determină cu relația cunoscută :

$$\underline{F}_i = \prod_{j=1, j \neq i}^{m+n} \frac{\hat{A} - \lambda_j I}{\lambda_i - \lambda_j}. \quad (28)$$

Cunoașterea lui $\hat{\Phi}(t)$ și $\hat{x}(t)$ pentru o stare inițială dată permite calculul lui $\hat{x}(t)$ și, evident, al lui $y(t)$, ținând seamă de (24) și (25).

2. Metodă de sinteză a sistemelor automate cu reacție după stare

Problema sintezei în cazul acestor probleme se pune în mod similar ca în cazul sistemelor convenționale, urmărind determinarea atât a structurii sistemului cât și a modelului matematic cel mai exact al componentelor ce asigură satisfacerea criteriilor de performanță impuse.

Admitem în cele ce urmează că putem alege ca variabile de stare un set de mărimi măsurabile fizic, iar circuitul de reacție are numai componente P , iar pe cale directă se introduce un bloc de comandă proporțional, astfel ca să se asigure o flexibilitate mai ridicată în realizarea unor indici de performanță staționari și tranzitorii impuși.

Ideea fundamentală ce stă la baza sintezei sistemelor automate cu reacție după stare (SARS) este de a modifica repartitia poli-zero-uri ai sistemului pe baza proprietăților reacției după stare, respectiv prin intermediul coeficienților k_i ai circuitului de reacție.

Etapele de sinteză a unui SARS în acest caz pot fi definite conform organigramei din figura 2.

Etapele 3 și 4 de sinteză constau, în cazul SARS, într-un calcul algebric simplu având la bază proprietățile schemelor bloc, spre deosebire de problemele dificile legate de alegerea și sinteza rețelei de corecție în cazul sintezei sistemelor prin metoda poli-zero-uri.

Pentru a ilustra modul de aplicare a metodei, considerăm un sistem (fig. 3) cu reacție după stare având modelul :

$$\dot{\underline{x}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -(a_1 + k_q k_1) & -(a_2 + k_q k_2) & \dots & -(a_n + k_q k_n) \end{bmatrix} \underline{x} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ k_q \end{bmatrix} u, \quad (29)$$

$$y = [1 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0] \underline{x}$$

sau funcția de transfer :

$$H_0(s) = \frac{k_q}{s^n + (a_n + k_q k_n) s^{n-1} + \dots + (a_1 + k_q k_1)}. \quad (30)$$

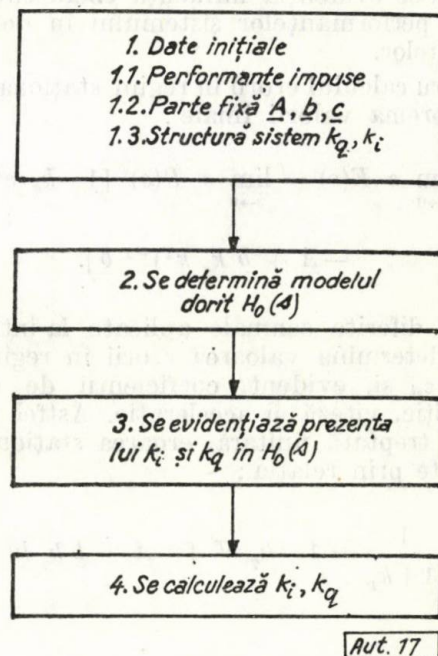


Fig. 2

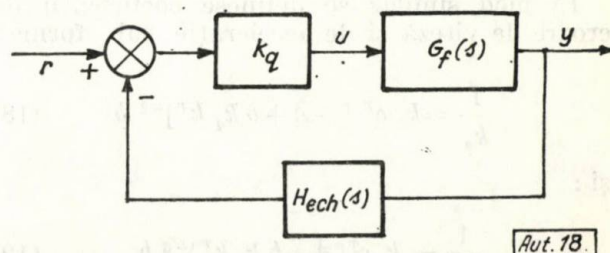


Fig. 3

În acest caz, variabilele de stare folosite pentru reacție reprezintă un caz particular și anume sint folosite variabila de la ieșire și derivatele acesteia.

Definind funcția $H_0(s)$ în care apar parametrii k_q și k_i , pasul 3 din cadrul organigramei de sinteză este efectuat. Pornind de la performanțele impuse prin datele inițiale, modelul sistemului ce satisface aceste performanțe se definește astfel:

$$H_0(s)_m = \frac{k_m}{s^n + \gamma_n s^{n-1} + \dots + \gamma_1}. \quad (31)$$

Din cele două relații (30) și (31) rezultă ecuațiile ce se impun a fi rezolvate astfel încât să se determine valorile coeficienților k_i și k_q ce satisfac performanțele impuse. Astfel sistemul de ecuații ce trebuie rezolvat are forma:

$$\begin{aligned} k &= k_m, \\ a_1 + k_q k_1 &= \gamma_1, \\ a_2 + k_q k_2 &= \gamma_2, \\ a_n + k_q k_n &= \gamma_n. \end{aligned} \quad (32)$$

Soluționarea sistemului (32) încheie practic problema sintezei sistemului cu reacție după stare. Pentru verificarea stabilității și sensibilității sistemului se folosește un loc al rădăcinilor pentru ecuația $1 + k_q G_f(s) \cdot H_{ech}(s) = 0$. Rezolvarea sistemului de ecuații (32) se poate efectua prin intermediul algoritmilor cunoscute.

În cazul general al instalațiilor tehnologice ce conțin un număr de zerouri, dat fiind că prin intermediul reacției după stare nu pot fi compensate aceste zerouri, se impune utilizarea unor blocuri speciale de compensare (fig. 4) sau sint folosite estimatoare de stare corespunzătoare [7].

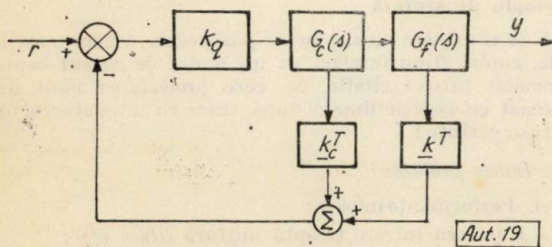


Fig. 4

Reacția după stare în acest caz are $n + n_c$ componente determinate de cele n componente ale părții fixe și n_c componente ale blocului de compensare. Pentru comoditate se poate îngloba $G_c(s)$ în partea fixă, obținând $G_{fch}(s)$ compensată. Problema se reduce la determinarea corespunzătoare a rețelei corectoare $G_c(s)$, sinteza efectuându-se în continuare în mod similar.

3. Descrierea algoritmului propus

Algoritmul permite pe de o parte determinarea structurii sistemului cu reacție după stare și a valorilor elementelor matricei k^T și a lui k_q

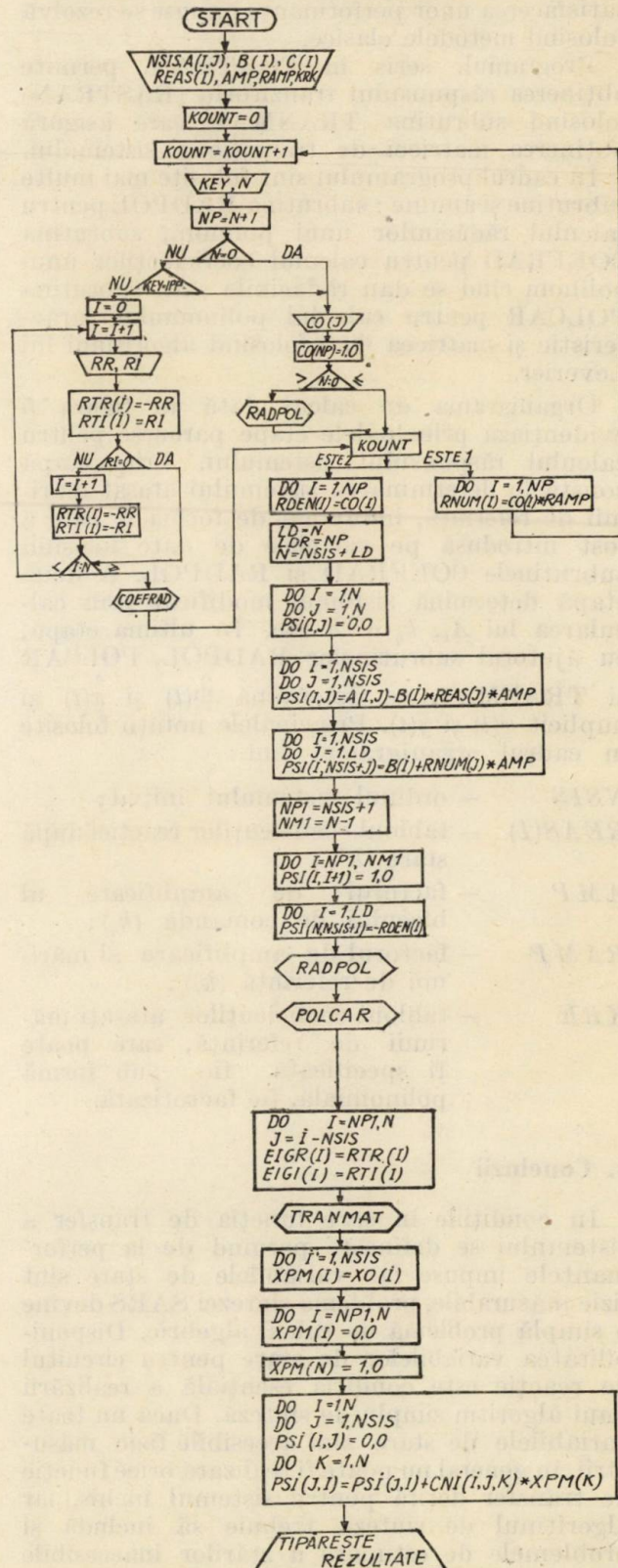


Fig. 5

pentru performanțe impuse acestuia, iar pe de altă parte permite efectuarea analizei sistemului cu o structură dată. De remarcat faptul că, în cadrul sintezei, problema determinării funcției de transfer a sistemului pentru satisfacerea unor performanțe impuse se rezolvă folosind metodele clasice.

Programul, scris în FORTRAN, permite obținerea răspunsului tranzitoriu (RASTRAN) folosind subrutina TRANMAT care asigură obținerea matricei de tranziție a sistemului.

În cadrul programului sînt folosite mai multe subrutine și anume: subrutina RADPOL pentru calculul rădăcinilor unui polinom, subrutina COEFRAD pentru calculul coeficienților unui polinom cînd se dau rădăcinile sale, subrutina POLCAR pentru calculul polinomului caracteristic și matricea $\Phi(s)$ folosind algoritmul lui Leverier.

Organigrama de calcul dată în figura 5 evidențiază principalele etape parcurse pentru calculul răspunsului sistemului. Prima etapă constă în determinarea sistemului atașat mării de referință, indiferent de forma în care a fost introdusă pe cartelele de date folosind subrutinele COEFRAD și RADPOL. A doua etapă determină sistemul modificat prin calcularea lui $A_k, k_a c^T b$ etc. În ultima etapă, cu ajutorul subrutinelor RADPOL, POLCAR și TRANMAT, se determină $\hat{\Phi}(t)$ și $\hat{x}(t)$ și implicit $x(t)$ și $y(t)$. Principalele notații folosite în cadrul organigramei sînt:

<i>NSIS</i>	— ordinul sistemului inițial;
<i>REAS(I)</i>	— tabloul coeficienților reacției după stare (k^r);
<i>AMP</i>	— factorul de amplificare al blocului de comandă (k_a);
<i>RAMP</i>	— factorul de amplificare al mării de referință (k_r);
<i>KRK</i>	— tabloul coeficienților atașați mării de referință, care poate fi specificată fie sub formă polinomială, fie factorizată.

4. Concluzii

În condițiile în care funcția de transfer a sistemului se definește pornind de la performanțele impuse iar variabilele de stare sînt fizic măsurabile, problema sintezei SARS devine o simplă problemă de calcul algebric. Disponibilitatea variabilelor de stare pentru circuitul de reacție este condiția esențială a realizării unui algoritm simplu de sinteză. Dacă nu toate variabilele de stare sînt accesibile fizic măsurării, în general nu poate fi realizată orice funcție de transfer dorită pentru sistemul închis, iar algoritmul de sinteză trebuie să includă și problemele de estimare a stărilor inaccesibile măsurării.

Pentru cazul inaccesibilității unor variabile de stare sau al influenței puternice a zgomotului asupra unor variabile memorate pot fi folosite rezultatele obținute în teoria estimăției [6, 7]. Este de remarcat faptul că inaccesibilitatea pentru măsurarea unor variabile de stare conduce la structuri de sistem mai complexe, folosind în acest scop circuite de reacție al căror model matematic este mai complicat; însă asemenea structuri sînt superioare din punctul de vedere al performanțelor structurilor clasice cu regulatorul pe calea directă.

Utilizarea reacției după stare, pentru procese la care se pot evidenția variabilele de stare accesibile măsurării fizice, poate conduce la simplificarea structurii dispozitivului automat. Astfel, față de reglarea în cascadă unde, în funcție de complexitatea instalației tehnologice, sînt folosite mai multe sau mai puține regulatoare cu un algoritm de conducere mai mult sau mai puțin complicat, în cazul utilizării reacției după stare dispozitivul de automatizare poate avea o structură mai simplă și ușor realizabilă.

Exemplele prezentate pentru ilustrarea modului cum se aplică algoritmul propus evidențiază avantajele utilizării reacției după stare. Este de notat faptul că, pentru procesul considerat în exemplul a), aplicînd varianta Kessler de alegere și acordare a regulatorului, s-ar impune utilizarea unui regulator de tip PDD² față de modelul simplu ce a rezultat în cazul reacției după stare. În ceea ce privește realizarea fizică a blocului de comandă, acesta se poate obține cu un singur amplificator operațional. Programul pentru rezolvarea problemei de analiză a sistemului cu reacție după stare a fost rulat pe calculatorul FELIX 256 al Centrului de calcul al Institutului politehnic București și a fost întocmit conform organigramei date în figura 5.

ANEXĂ

Exemplu de sinteză

a) Se consideră un sistem de poziționare a unei mase inerțiale, cuplul fiind furnizat de un motor de curent continuu comandat prin excitație. Se cere proiectarea unui sistem automat cu reacție liniară după stare cu satisfacerea următoarelor cerințe:

I. Datele problemei

1.1. Performanțe impuse:

$\varepsilon_{st} = 0$ pentru intrare treaptă unitară $r(t) = u(t)$;

$\sigma \% \leq 10\%$ (suprareglajul);

$t_r = 4$ secunde (durata procesului tranzitoriu).

1.2. Cu notațiile din figura 6, modelul matematic al părții fixe a sistemului este:

$$J L_e \ddot{\theta}(t) + [L_e \beta + R_e J] \dot{\theta}(t) + \beta R_e \theta(t) = k_m u(t).$$

Alegînd variabilele de stare:

$$x_1 = \theta,$$

$$x_2 = \dot{\theta},$$

$$x_3 = i_e,$$

modelul matematic al părții fixe a sistemului, sub formă matricială, este :

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{\beta}{J} & \frac{k_m}{J} \\ 0 & 0 & -\frac{Re}{Le} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1/Le \end{bmatrix} u(t),$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} x.$$

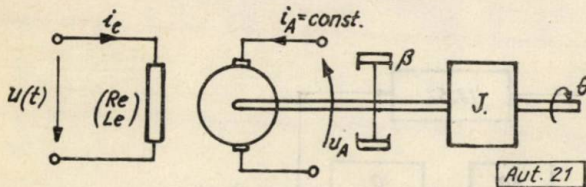


Fig. 6

1.3. Schema structurală și schema bloc a SARS se deduc pornind de la modelul matematic avînd aspectul dat în figura 7.

S-a notat :

$$k_1 = \frac{1}{Re}, \quad T_1 = \frac{Le}{Re},$$

$$k_2 = \frac{k_m}{\beta}, \quad T_2 = \frac{J}{\beta}.$$

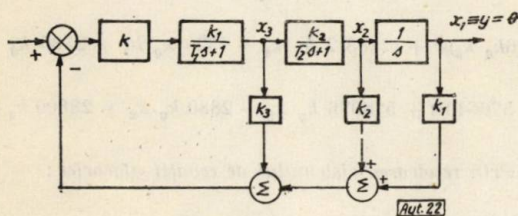


Fig. 7

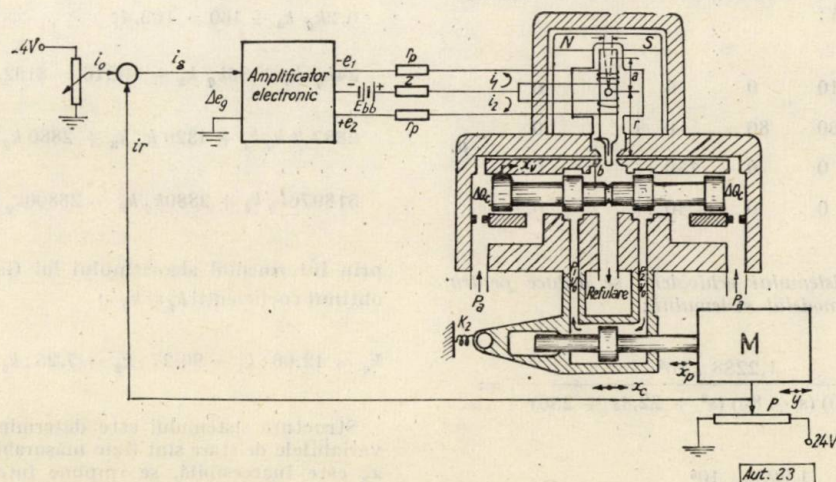


Fig. 8

II. Se determină modelul ce satisface performanțele impuse, rezultînd :

$$[H_0(s)]_m = \frac{24}{(s+6)(s^2+2s+4)};$$

s-a ales polul $s_3 = 6$ pentru a obține ordinul dorit și eroarea în regim staționar nulă pentru intrare treaptă unitară.

III. Se determină funcția de transfer a sistemului cu reacție după stare :

$$H_0(s) = \frac{4k_q}{s^3 + (5 + 2k_q k_3)s^2 + (4 + 2k_q k_3 + 4k_q k_2)s + 4k_q k_1} + \frac{4k_q}{4k_q k_1}.$$

IV. Se calculează k_i și k_q prin rezolvarea ecuațiilor :

$$4k_q = 24,$$

$$5 + 2k_q k_3 = 8,$$

$$4 + 2k_q k_3 + 4k_q k_2 = 16,$$

$$4k_q k_1 = 24,$$

obținînd valorile : $k_q = 6$, $k_1 = 1$, $k_2 = 0,375$, $k_3 = 0,25$. De remarcat că realizarea unor performanțe similare pentru sistem impune folosirea unui regulator PDD².

b) Pentru a ilustra modul de realizare a unui sistem cu reacție după stare, în cazul în care apar polii complecși conjugăți în expresia funcției de transfer a părții fixe, considerăm un sistem de urmărire electrohidraulic (fig. 8).

Schema funcțională a sistemului, care evidențiază blocurile principale convertor electromecanic, amplificator ajutaj-paletă și element de comandă de tip sertăraș cu elementul de acționare cu piston și modelul matematic aproximativ al acestora, este prezentată în figura 9.

Admițînd prezența unor variabile de stare măsurabile, poziția și viteza de deplasare a pistonului proprii pentru blocul de ordinul al doilea, și ținînd seama de posibilitatea măsurării debitului de comandă a sertarului elementului de comandă, schema funcțională a sistemului cu reacție după stare este dată în figura 10.

Folosind componentele electrohidraulice de tip MOOG, ale căror mărimi caracteristice sînt date ($\xi = 0,5$; $\omega_n = 120$), s-a obținut modelul matematic dat în figura 10. De remarcă

Polii $s_1 = -60$ și $s_2 = -80$ au fost aleși astfel încît să se obțină ordinul dorit al sistemului și eroarea nulă în regim staționar pentru o intrare treaptă unitară.

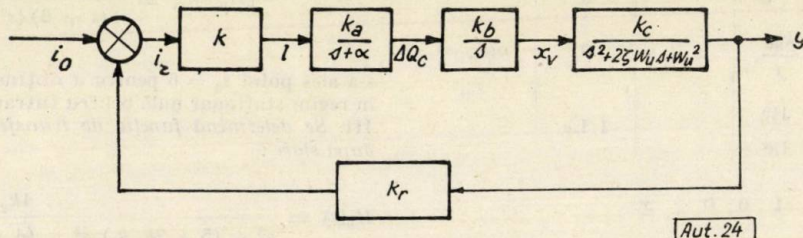


Fig. 9

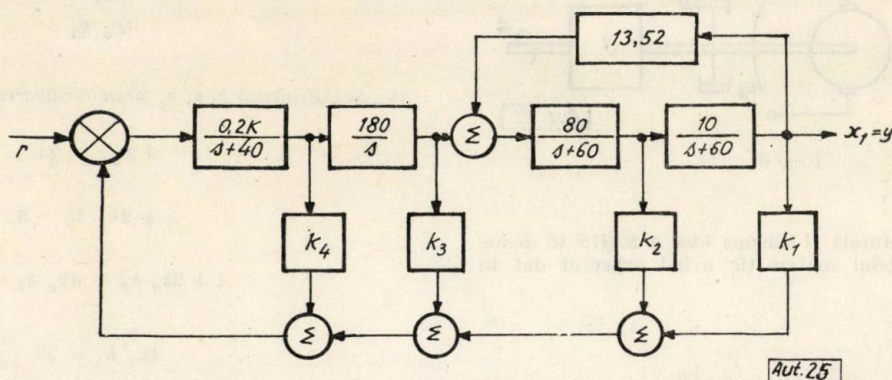


Fig. 10

faptul că modelul matematic al elementului ajutăj-paletă este aproximat cu un element proporțional cu întârziere de ordinul întâi.

Organigrama de calcul a coeficienților k_i , respectiv a blocului de corecție, este următoarea:

I. Datele problemei

1.1. Se impun performanțele :

$$\varepsilon_{st} = 0; \quad \sigma \leq 5\%; \quad t_p = 0,3 \text{ s},$$

pentru intrare treaptă.

1.2. Pe baza modelului dat în figura 10 se obține transcrierea matriceal-vectorială :

$$\dot{\underline{x}} = \begin{bmatrix} -60 & 10 & 0 & 0 \\ -1081,6 & -60 & 80 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 180 \\ 0 & 0 & 0 & -40 \end{bmatrix} \underline{x} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0,2 \end{bmatrix} u.$$

II. Folosind metoda sistemului echivalent, se deduce pentru performanțele impuse modelul sistemului :

$$H_0(s)_m = \frac{1,2288 \cdot 10^6}{(s+60)(s+80)(s^2+22,4s+256)} =$$

$$= \frac{1,2288 \cdot 10^6}{s^4 + 162,4s^3 + 8192s^2 + 143360s + 1228800}.$$

Funcția de transfer a sistemului cu reacție după stare, determinată comod prin metoda grafurilor, are forma :

$$H_0(s) = \frac{k_q \cdot 28800}{s^4 + (160 + 0,2 k_q k_4)s^3 + (19216 + 24 k_q k_4 + 36k_q k_3)s^2 + (2883,2 k_q k_4 + 4320 k_q k_3 + 2880 k_q k_2 + 576640)s + 518976 k_q k_3 + 2880 k_q k_2 + 28800 k_q k_1}.$$

III. Prin rezolvarea sistemului de ecuații algebrice :

$$28800 k_q = 122880,$$

$$0,2k_q k_4 + 160 = 162,4,$$

$$24k_q k_4 + 36k_q k_3 + 19216 = 8192,$$

$$2883,3 k_q k_4 + 4320 k_q k_3 + 2880 k_q k_2 + 576640 = 143360,$$

$$518976 k_q k_3 + 2880 k_q k_2 + 28800 k_q k_1 = 1228800$$

prin intermediul algoritmului lui Gauss pe calculator, s-au obținut coeficienții k_i și k_q :

$$k_q = 42,66; \quad k_1 = 90,27; \quad k_2 = 7,25; \quad k_3 = -7,365; \quad k_4 = 0,284.$$

Structura sistemului este determinată în ipoteza că toate variabilele de stare sînt fizic măsurabile. Dat fiind că variabila x_2 este inaccesibilă, se impune introducerea unui bloc de estimare (circuit de corecție) care furnizează imediat pe x_2 din x_3 .

Schema funcțională a sistemului în care se iau în considerare numai variabilele de stare accesibile, cu includerea blocului de corecție, este dată în figura 11.

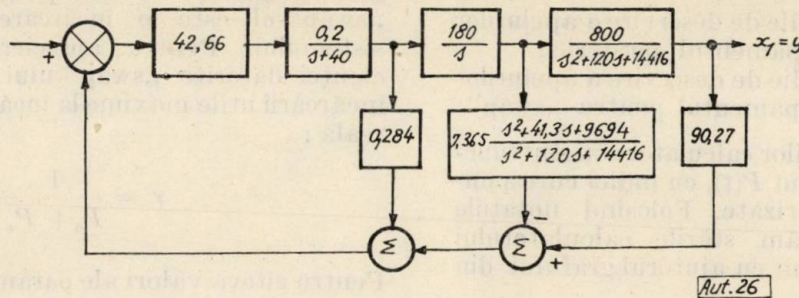


Fig. 11

Funcția de transfer a circuitului de corecție avînd forma:

$$H_c(s) = -7,365 + 7,25 \frac{(s+60) \cdot \frac{800}{10}}{(s+60)^2 + 104^2}$$

$$H_c(s) = -7,365 \frac{s^2 + 41,35s + 9694}{s^2 + 120s + 14416}$$

este realizabilă fizic.

De remarcat faptul că utilizarea reacției după stare asigură obținerea unei sensibilități superioare pentru sistem și, în general, performanțe superioare în comparație cu sistemul convențional.

BIBLIOGRAFIE

[1] Penescu, C. *Conceptele teoriei sistemelor*. În: *Automatica și Electronica*, nr. 3, 1971.

[2] Dumitrache, I. *Metoda spațiului stărilor pentru analiza sistemelor automate liniare continue și discrete*. București, litografiat, 1971.

[3] Călin, S., Dumitrache, I., Dimo, P. *Automatizări electronice*. București, Ed. didactică, 1973.

[4] Melsa, J. L. *Computer programs for computational assistance in the study of linear control theory*. New York, Mc Graw Hill, 1970.

[5] Cernetki, V. I., Dibuk, G. A. ș.a. *Metode matematice și algoritmi în studiul sistemelor automate*. București, Ed. tehnică, 1973.

[6] Lee, R. *Optimal estimation, identification and control*. M.I.T. press, 1970.

[7] Kalman, *Topics in mathematical systems*. New York, Mc Graw Hill, 1969.

GHEORGHE FARKAS*

Utilizarea modelelor statistice pentru studierea regimurilor de exploatare a calculatoarelor numerice

Productivitatea unui calculator depinde, pe lângă propriile performanțe tehnice, de tipul programelor de executat și de modul de organizare a regimului de exploatare. În lucrarea de față vom studia, folosind metoda modelării statistice, influența alocării memoriei și acordării priorității programelor asupra încărcării unui calculator. Metoda se bazează pe modelarea fenomenelor statistice cu un proces poissonian și utilizează tehnica de calcul al teoriei așteptării. În funcție de parametrii statistici ai modelelor considerate se obțin caracteristici numerice, utilizabile pentru stabilirea regimului de exploatare.

I. Influența alocării memoriei asupra încărcării unui calculator

1. Regim monoprogram

Pentru ilustrarea metodei de calcul și pentru a avea un element de comparație, în acest paragraf vom studia un calculator executînd

un singur program. Presupunem că sistemul lucrează în regim de paginație și volumul programului depășește capacitatea memoriei interne. Pentru simplificarea comparației sistemelor monoprogram și cu multiprogramare, considerăm că avem de executat programe care nu permit o suprapunere eficientă a funcționării unității centrale și a echipamentului periferic în regim monoprogram.

Introducem notațiile următoare pentru stările calculatorului în regim monoprogram:

- S_a — unitatea centrală este activă;
- S_p — echipamentul periferic este activ;
- S_s — sistemul de paginație este activ, se execută un transfer de pagini între memoria internă și externă (swap).

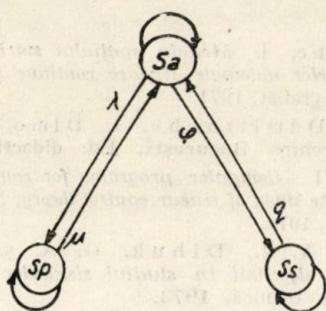
Schimbarea stărilor sistemului se modelează cu un proces poissonian cu următorii parametri statistici:

- λ — frecvența medie de întrerupere a programului pentru apelarea echipamentului periferic;

* Ing. Gh. Farkas lucrează la Institutul pentru tehnica de calcul, filiala Cluj.

- φ — frecvența medie de întrerupere a programului pentru schimbarea paginilor (swap);
- μ — frecvența medie de deservire a apelurilor de către echipamentul periferic;
- q — frecvența medie de deservire a apelurilor de către echipamentul pentru „swap”

Probabilitățile stărilor calculatorului sînt funcții de timp și le notăm $P(t)$, cu indici corespunzători stărilor caracterizate. Folosind notațiile introduse, reprezentăm stările calculatorului în regim monoprogram cu ajutorul grafului din figura 1.



Aut. 27

Fig. 1. Graful stărilor calculatorului în regim monoprogram.

Conform metodei utilizate în teoria așteptării [1, 2], ecuațiile diferențiale care caracterizează probabilitățile stărilor acestui sistem sînt următoarele:

$$\frac{dP_a(t)}{dt} = -(\lambda + \varphi)P_a(t) + \mu P_p(t) + qP_s(t),$$

$$\frac{dP_p(t)}{dt} = \lambda P_a(t) - \mu P_p(t),$$

$$\frac{dP_s(t)}{dt} = \varphi P_a(t) - qP_s(t),$$

$$P_a(t) + P_p(t) + P_s(t) = 1.$$

Ne vom limita la analiza regimului staționar, adică presupunem că probabilitățile stărilor nu variază în timp, derivatele se anulează și obținem un sistem de ecuații liniare:

$$-(\lambda + \varphi)P_a + \mu P_p + qP_s = 0,$$

$$\lambda P_a - \mu P_p = 0,$$

$$\varphi P_a - qP_s = 0,$$

$$P_a + P_p + P_s = 1.$$

Rezolvînd sistemul (2), obținem probabilitățile stărilor calculatorului în regim staționar. Din punctul de vedere al programului executat, „swap”-ul este o încărcare neproductivă a sistemului. Pentru aprecierea reducerii eficienței datorite „swap”-ului formăm raportul încărcării utile maxime la încărcarea productivă reală:

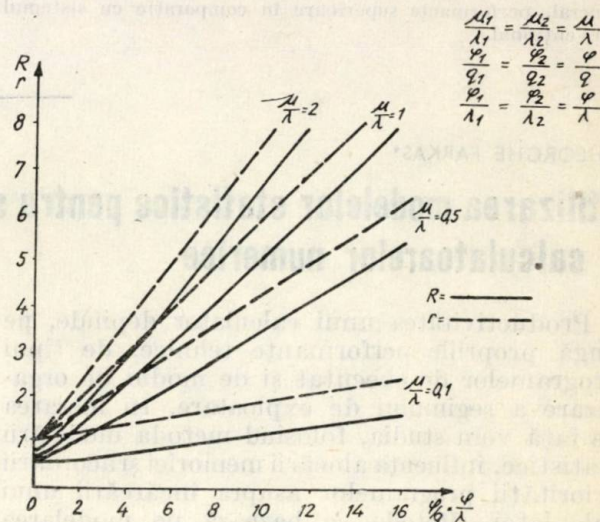
$$r = \frac{1}{P_a + P_p}. \quad (3)$$

Pentru cîteva valori ale parametrilor sistemului, r este reprezentat în figura 2, ilustrînd creșterea ineficienței determinate de creșterea frecvenței întreruperilor pentru schimbarea paginilor.

2. Regim de multiprogramare

Considerăm un calculator care execută două programe în regim de multiprogramare în următoarele condiții:

- Programul 1 are prioritate absolută asupra programului 2, adică ori de cîte ori programul 1 este executabil, el ocupă unitatea centrală.
- Programele 1 și 2 utilizează echipamente periferice diferite și sistemul permite acces simultan la ele.



Aut. 28

Fig. 2. Caracteristicile încărcării.

- Sistemul de paginație este comun pentru toate programele.

- Durata ocupării unității centrale pentru organizarea schimbării paginilor este neglijabilă față de durata de execuție a programelor și transmiterea paginilor între memoria internă și externă.

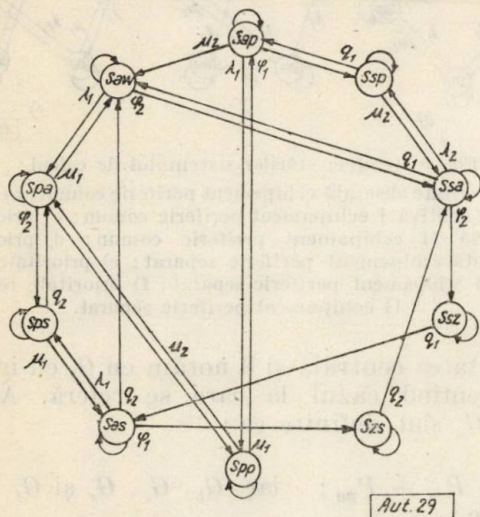
Avînd în vedere aceste condiții, calculatorul va trece prin următoarele stări în timpul executării programelor:

$$S_{av}, S_{aw}, S_{as}, S_{pa}, S_{sa}, S_{ps}, S_{pp}, S_{sz}, S_{zs}.$$

Prima poziție a indicilor arată starea programului 1, a doua — starea programului 2. Semnificațiile indicilor sînt următoarele:

- a — activ, programul ocupă unitatea centrală;
- p — programul lucrează cu echipamentul periferic;
- w — programul așteaptă eliberarea unității centrale;
- s — se execută un schimb de pagini (swap) pentru programul respectiv;
- z — programul așteaptă eliberarea echipamentului pentru schimbarea paginilor.

Comportările programelor în timpul execuției lor le vom caracteriza cu procese tip Poisson, determinate de parametrii statistici λ , φ , μ , q — definite în paragraful 1. Indicii 1 sau 2 pe lângă parametrii statistici arată programul la care se referă parametrul respectiv. Stările calculatorului în timpul execuției programelor sînt reprezentate de graful din figura 3.



Aut. 29

Fig. 3. Graful stărilor calculatorului în regim de multiprogramare.

Pe baza grafului stărilor determinăm probabilitățile stărilor în regim staționar ca și în paragraful 1. Reducerea eficienței sistemului o vom caracteriza cu raportul încărcării utile maxime în regim monoprogram, la încărcarea productivă reală în regim de multiprogramare:

$$R = \frac{1}{2(P_{ap} + P_{pa} + P_{pp}) + P_{aw} + P_{as} + P_{sa} + P_{ps} + P_{sp}}; \quad (4)$$

R este reprezentat în figura 2. După cum se observă, în anumite condiții R este subunitar, ceea ce înseamnă că în domeniul respectiv executarea programelor în regim de multiprogramare este mai avantajoasă decât executarea lor succesivă în regim monoprogram.

3. Influența alocării memoriei

În lucrările [3—7] sînt prezentate rezultatele studierii experimentale și analitice ale frecvenței întreruperii programelor în funcție de mărimea paginilor și a memoriei alocate. Din aceste lucrări rezultă tipul general al funcției, care reprezintă frecvența întreruperii programelor pentru schimb de pagini.

Pentru modelarea acestei funcții vom utiliza următoarele relații:

$$\varphi_A = \frac{1}{M} - 1, \quad M \leq 1, \quad (5)$$

$$\varphi_B = \frac{1}{\sqrt{M}} - 1, \quad M \leq 1, \quad (6)$$

$$\varphi_C = \frac{1}{M^2} - 1, \quad M \leq 1. \quad (7)$$

$\varphi_{A,B,C}$ reprezintă frecvența întreruperilor pentru schimb de pagini, iar M — raportul memoriei interne disponibile la cea necesară pentru executarea programului fără schimb de pagini.

Presupunem că avem de executat două programe asemănătoare, fiecare avînd în regim de execuție monoprogram același M . Problema pe care ne-o propunem pentru rezolvare este stabilirea condițiilor în care executarea programelor în serie, cu memoria alocată de volum M , este mai avantajoasă decât executarea lor în regim de multiprogramare, în volume de memorii alocate — $M/2$.

Alegînd un M inițial și funcția de variație a lui φ conform (5), (6) sau (7), problema propusă se rezolvă pe baza graficelor reprezentate în

figura 2. Raportul $Q = \frac{R(M/2)}{r(M)}$ caracterizează

eficiența încărcării în cele două regimuri de execuție.

Dacă $Q < 1$, executarea programelor în regim de multiprogramare este mai avantajoasă decât în regim monoprogram. Curbele reprezentînd valorile lui Q sînt date în figura 4 și cu ajutorul lor se poate alege regimul de exploatare al calculatorului, presupunînd că parametrii statistici ai programelor sînt cunoscuți.

Curbele prezentate ilustrează ordinul de mărime a câștigului sau a pierderii eficienței în condițiile precizate. Avînd în vedere valorile ridicate ale variației eficienței, problema considerată merită o atenție deosebită la planificarea încărcării calculatoarelor.

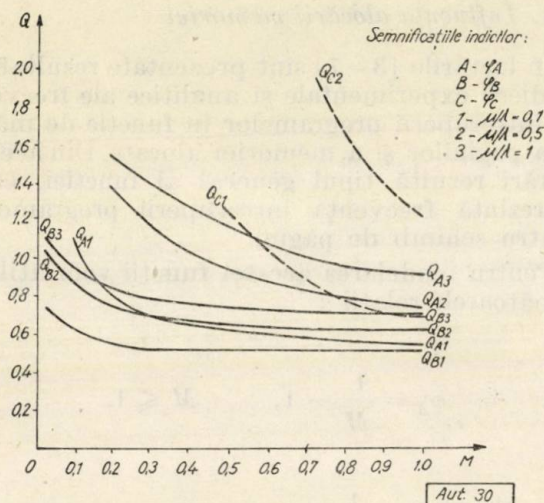


Fig. 4. Eficiența încărcării calculatorului.

II. Influența sistemului prioritar asupra încărcării unității centrale

În funcție de sistemul de acordare a priorității de execuție a programelor cu diferite proprietăți statistice, se obțin încărcări diferite ale unității centrale și variază durata de rezolvare a unor ansambluri de probleme. Vom analiza încărcarea unității centrale în funcție de algoritmul de alegere a programului cărui i se transferă controlul după o întrerupere cauzată de terminarea activității unui echipament periferic. Acest algoritm determină sistemul prioritar în care încadrăm programele în curs de execuție. Considerăm trei moduri de acordare a priorității de execuție:

1. Prioritatea absolută. Se stabilește o ordine prioritară a programelor. După o întrerupere tip periferic, controlul se transferă programului cu prioritate maximă în stare de execuție.
2. Prioritatea relativă I. După o întrerupere tip periferic se repornește programul întrerupt.
3. Prioritate relativă II. După o întrerupere tip periferic, controlul se transferă programului pentru care a lucrat echipamentul care a provocat întreruperea.

Vom considera un sistem cu două programe. Stările sistemului de calcul le vom nota în felul următor:

$$S_{ap}, S_{aw}, S_{pa}, S_{wa}, S_{pv}, S_{vp}, S_{pp}.$$

Semnificațiile indicilor sînt identice cu cele definite în paragraful 2, la care se mai adaugă: v — programul așteaptă pentru eliberarea echipamentului periferic.

Cele două programe în curs de execuție pot apela la echipamente periferice diferite sau comune. În cele ce urmează vom considera numai două cazuri limită:

- programele apelează un echipament periferic comun;
- programele apelează echipamente periferice diferite, cu posibilitate de acces simultan la echipamentele respective.

Folosind metoda de tratare expusă, reprezentăm grafele stărilor pentru câteva variante de funcționare în figura 5 și determinăm probabilitățile stărilor în regim staționar.

Gradul de încărcare al unității centrale îl vom caracteriza prin suma probabilităților stărilor în care cel puțin un program lucrează

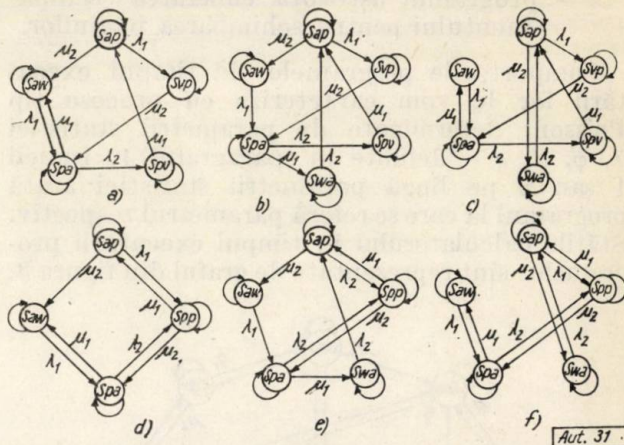


Fig. 5. Grafele stărilor sistemului de calcul:

- a) prioritate absolută echipament periferic comun; b) prioritate relativă I echipament periferic comun; c) prioritate relativă II echipament periferic comun; d) prioritate absolută echipament periferic separat; e) prioritate relativă I echipament periferic separat; f) prioritate relativă II echipament periferic separat.

cu unitatea centrală și îl notăm cu G , cu indice reprezentînd cazul la care se referă. Astfel G_a și G_d sînt definite ca:

$$P_{ap} + P_{aw} + P_{pa}; \text{ iar } G_b, G_c, G_e \text{ și } G_f \text{ sînt date de:}$$

$$P_{ap} + P_{aw} + P_{pa} + P_{wa}.$$

Prin P cu indicii corespunzători s-a notat probabilitatea stării sistemului.

Pe baza rezultatelor obținute prezentăm în figura 6 curbele care caracterizează gradul de încărcare al unității centrale în funcție de vitezele echipamentelor periferice. Cele două familii de curbe reprezintă două moduri de variație a parametrilor. În primul caz (fig. 6,a) considerăm că pentru programul 2 variază simultan frecvența apelurilor și a deservirilor la (de către) echipamentul periferic. În al doilea caz (fig. 6,b) variază numai frecvența deservirilor programului 2 de către echipamentul periferic.

Analizînd curbele prezentate, rezultă următoarele observații:

- a) Influența tipului priorității asupra gradului de încărcare este mai mare în cazul

echipamentului periferic comun; decît în cazul echipamentului separat.

b) În domeniul $\frac{\mu_2}{\mu_1} < 1$, adică, cînd echipamentul periferic al programului cu prioritate mai mare este mai rapid decît cel al progra-

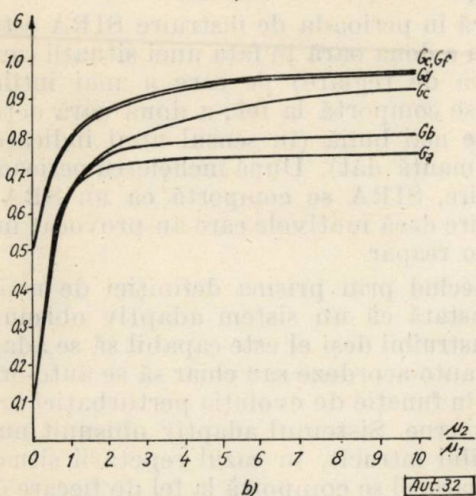
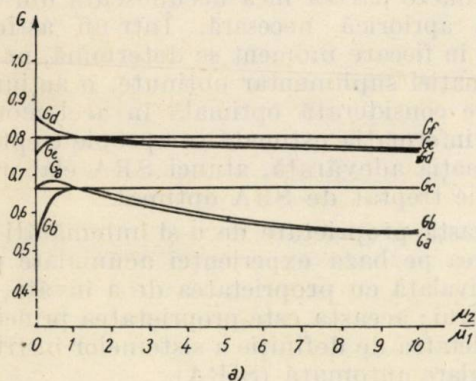


Fig. 6. Gradul de încărcare al unității centrale :

a) gradul de încărcare pentru $\frac{\lambda_1}{\mu_1} = \frac{\lambda_2}{\mu_2} = 1$; b) gradul de încărcare pentru $\frac{\lambda_1}{\mu_1} = 1$; $\lambda_1 = \lambda_2$.

mului cu prioritate mai mică, prioritate absolută asigură gradul de încărcare cel mai bun.

c) În domeniul $\frac{\mu_2}{\mu_1} > 1$, prioritatea relativă II asigură gradul de utilizare cel mai bun.

d) Dacă parametrii statistici ai programelor variază în timp sau nu sînt cunoscute, prioritatea relativă II asigură în medie gradul de încărcare cel mai bun.

III. Concluzii

Exemplele tratate ilustrează câștigul de eficiență realizabil prin planificarea exploataării calculatoarelor pe baza modelelor statistice. Datorită eficienței economice realizabilă prin încărcarea optimă a sistemelor de calcul, studiarea statistică a programelor cu frecvență mare de execuție ar putea fi utilizată ca bază pentru o planificare judicioasă a executării lor. După cum rezultă din cele prezentate, modelele statistice și metodele de calcul ale teoriei așteptării pot servi ca instrumente pentru îmbunătățirea regimului de exploatare a sistemului de calcul, dacă parametrii statistici ai programelor sînt cunoscute.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Kaufmann, A., Cruon, R. *Les phénomènes d'attente*. Paris, Dunod, 1961.
- [2] Mihoc, Gh. Ciucu, G. *Introducere în teoria așteptării*. București, Ed. tehnică, 1967.
- [3] Pinkerton, T. B. *Performance monitoring in a time-sharing system*. In: Comm. ACM, vol. 12, nr. 11, 1969.
- [4] Belady, L. A., Kuehner, C. J. *Dynamic space-sharing in computer systems*. In: Comm. ACM, vol. 12, nr. 5, 1969.
- [5] Smith, J. L. *Multiprogramming under a page on demand strategy*. In: Comm. ACM, vol. 10, nr. 10, 1967.
- [6] Coffman, E. G., Varian, L. C. *Further experimental data on the behaviour of programs in a paging environment*. In: Comm. ACM, vol. 11, nr. 7, 1968.
- [7] Wallace, V. L., Mason, D. L. *Degree of multiprogramming in page on demand systems*. In: Comm. ACM, vol. 12, nr. 6, 1969.

EMIL GEORGESCU*

Folosirea metodelor de recunoaștere și instruire automată în reglarea proceselor tehnice

1. Sisteme automate cu informație apriorică incompletă

Calculul unui sistem de reglare automată (SRA) se face, în cazurile obișnuite, pornind de la cunoașterea proprietăților dinamice ale procesului reglat, presupus staționar în timp, și alegând un regulator automat prin a cărui acordare să se poată satisface o listă de performanțe fixate dinainte. În această listă apar, de obicei, caracteristici ale răspunsurilor la diverse semnale deterministe (treaptă, rampă etc.), proprietăți în regim staționar, în regim armonic etc. Prin calculul și acordarea sistemului se caută de regulă obținerea unui optim în spiritul listei de performanțe; eventual, proiectarea se completează cu obținerea unui optim statistic în raport cu fenomenele statistice care însoțesc procesul, presupuse staționare în timp.

Dacă ipoteza de staționaritate făcută asupra procesului reglat nu este îndeplinită în suficientă măsură, atunci apare necesitatea introducerii unui regulator automat adaptiv a cărui structură sau acomodare să se modifice în mod automat în funcție de variația în timp a caracteristicilor procesului. În toate cazurile care se încadrează în metodologia de mai sus este necesară cunoașterea apriorică a unui minim de informație asupra procesului reglat, și asupra mediului în care acesta se desfășoară.

Există cazuri când acest minim de informație apriorică nu poate fi asigurat. Astfel, mediul în care urmează să funcționeze SRA proiectat ar putea fi inaccesibil, de exemplu în cazul reglării poziției unui satelit artificial plasat în orbita unei planete îndepărtate [6]. Alteori, indexul de optimalitate pe baza căruia este condus procesul nu poate fi evaluat în timp real decât prin metode de recunoaștere și instruire automată [7].

Există alte cazuri când, deși minimul de informație apriorică ar putea fi completat prin metode directe, metodele de recunoaștere și instruire automată sînt preferabile, oferind mari avantaje. Astfel, proiectarea sistemelor optime prin instruire cu supraveghere [6] permite construirea unor regulatoare simple și deci ieftine; de asemenea, în cazul sistemelor extremale se poate elimina operația de căutare a extremului folosind instruirea și recunoașterea automată.

Apare, prin urmare, necesitatea elaborării unor SRA capabile ca, prin proprie experiență,

să estimeze partea încă necunoscută din informația apriorică necesară. Într-un astfel de SRA, în fiecare moment se determină, pe baza informației suplimentar obținute, o acțiune de reglare considerată optimală în acel moment. Dacă informația estimată se apropie treptat de informația adevărată, atunci SRA elaborat se apropie treptat de SRA optimal.

Această proprietate de a-și îmbunătăți funcționarea pe baza experienței acumulate poate fi echivalată cu proprietatea de a învăța, de a se instrui; aceasta este proprietatea principală, proprietatea de definiție a sistemelor instruibile de reglare automată (SIRA).

Dacă în perioada de instruire SIRA este pus pentru a doua oară în fața unei situații (numită situația de reglare) pe care a mai întâlnit-o, el nu se comportă la fel; a doua oară acțiunea sa este mai bună (în sensul unui indicator de performanță dat). După încheierea perioadei de instruire, SIRA se comportă ca un SRA fără instruire dacă motivele care au provocat instruirea nu reapar.

Judecînd prin prisma definiției de mai sus, se constată că un sistem adaptiv obișnuit nu este instruibil deși el este capabil să se adapteze (să se auto-acordeze sau chiar să se auto-organizeze), în funcție de evoluția perturbației interne sau externe. Sistemul adaptiv obișnuit nu este instruibil întrucît, în cazul repetării situațiilor de reglare, el se comportă la fel de fiecare dată; altfel spus, calitatea funcționării sale (măsurabilă printr-un indice de performanță) rămîne constantă față de repetarea situațiilor de reglare.

Un SIRA trebuie deci să fie capabil să memoreze date asupra propriei funcționări și asupra evoluției mediului, să recunoască situațiile de reglare, să evalueze calitatea funcționării sale, să decidă îmbunătățirea ei și să execute decizia. Acțiunile de execuție (urmărind îmbunătățirea funcționării SIRA) se concretizează:

1. Prin modificarea valorilor unor mărimi memorate (de exemplu prin modificarea unor parametri de acordare).
2. Prin modificarea logicii interne a SIRA, care la rîndul său poate să însemne:
 - modificarea programului memorat al unui dispozitiv de calcul încorporat în SIRA;
 - modificarea structurii SIRA; această din urmă modalitate justifică denumirea de sistem de auto-organizare, dată uneori SIRA.

* Ing. E. Georgescu lucrează la Catedra de automatică din Institutul politehnic București.

2. Recunoașterea formelor și instruirea sistemelor

Dezvoltarea SIRA face apel, printre altele, la metodele unei discipline relativ recente și anume „recunoașterea formelor și instruirea sistemelor” [1], [2], [3], [4]. Această disciplină are un foarte larg spectru de aplicații, în cadrul cărora se pune problema de a recunoaște și de a clasifica, de exemplu, semnele grafice ale unui mesaj scris, semnalele sonore ale unui mesaj exprimat prin vorbire, semnalele electrice ale unui sistem de comunicații, simptomele unei boli în diagnosticul medical, stările unui SRA etc.

Pentru a face posibilă tratarea matematică a problemelor de recunoaștere și clasificare este necesară o anumită abstractizare. Ca terminologie, orice realizare a unuia dintre fenomenele de mai sus poartă denumirea generală de „formă” (pattern). Elementele care caracterizează o formă și prin a căror măsurare și interpretare devin posibile recunoașterea și clasificarea formelor poartă denumirea de „atribute” (feature).

În cazul SIRA formele sînt situațiile de reglare (ansamblul valorilor variabilelor de stare și valorilor semnalelor aplicate sistemului); în probleme de altă natură, alegerea atributelor este ea însăși o problemă dificilă și supusă subiectivismului.

În cazul general există K atribute și pentru fiecare formă rezultatul măsurării atributelor este descris de un șir de K valori $x_1, x_2, \dots, x_K$, respectiv de un vector K -dimensional, x aparținînd, spațiului K -dimensional al atributelor Ω_x .

De asemenea, sînt posibile m clase de forme $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_K$. Rolul unui dispozitiv de recunoaștere a formelor este acela de a asocia clasa corectă fiecărui vector-formă x , cînd se prezintă la intrarea dispozitivului (fig. 1), adică de a lua

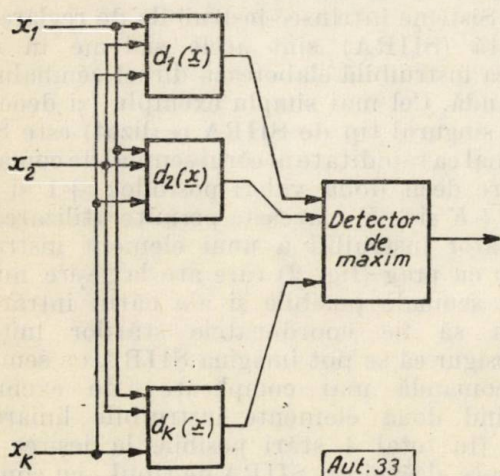


Fig. 1. Dispozitiv de recunoaștere automată a formelor.

o decizie privind apartenența vectorului x la o clasă sau alta, și prin urmare, de a efectua o operație de recunoaștere automată.

Pentru a putea face recunoașterea formelor, spațiul Ω_x trebuie să fie împărțit în m zone mutual exclusive, despărțite între ele prin suprafețele de separație sau de decizie. Fiecărei clase i se asociază o funcție de separație $d_i(x)$ astfel că dacă x aparține clasei ω_i atunci avem relația :

$$d_i(x) > d_j(x), \quad j \neq i. \quad (1)$$

Atunci suprafața de separație dintre două clase ω_i și ω_j se exprimă prin relația :

$$f(x) = d_i(x) - d_j(x) = 0. \quad (2)$$

3. Funcții de separație liniare

Dacă în spațiul K -dimensional sînt date m puncte etalon $W_1, W_2, \dots, W_m$, atunci distanța dintre un punct oarecare x și un punct etalon W_i se exprimă prin relația :

$$|W_i - x| = \sqrt{(W_i - x) \cdot (W_i - x)}. \quad (3)$$

Se poate imagina un dispozitiv de recunoaștere după distanța minimă pînă la punctele $W_1, W_2, \dots, W_m$, care să asocieze fiecare punct din spațiul Ω_x la acea clasă i pentru care distanța $W_i - x$ este cea mai mică. Rezultatul este același dacă în loc de minimul distanței se consideră minimul pătratului distanței :

$$|W_i - x|^2 = (W_i - x) \cdot (W_i - x). \quad (4)$$

Mai mult, același rezultat se obține comparînd expresiile $W_i \cdot x - \frac{1}{2} W_i \cdot W_i$ pentru $i=1, 2, \dots, m$ și alegînd-o pe cea mai mare. În aceste caz funcțiile de separație sînt :

$$d_i(x) = W_i \cdot x - \frac{1}{2} W_i \cdot W_i = \sum_{r=1}^K W_{ir} x_r + W_{i,k-1}, \quad i = 1, 2, \dots, m, \quad (5)$$

unde $W_{i,k+1} = -\frac{1}{2} W_i \cdot W_i$. Acestea sînt funcții de separație liniare și sînt cele mai utilizate în prezent.

4. Elementul instruibil liniar cu prag

Presupunînd că în Ω_x există numai două clase ($m=2$), recunoașterea formelor x poate fi realizată cu elementul instruibil liniar cu prag din figura 2. Intrările $x_1, x_2, \dots, x_K$ sînt în general variabile analogice; după cum suma $W^T x$ este mai mare sau mai mică decît zero, forma prezentată la intrare va fi recunoscută ca apar-

ținând clasei $\omega_1 = +1$, respectiv clasei $\omega_2 = -1$. Elementul necesită întâi o perioadă de instruire. Pornind de la un set de valori oarecare $W_{K+1}, W_1, W_2, \dots, W_K$, un instructor extern „arată” elementului o „formă de instruire” adică

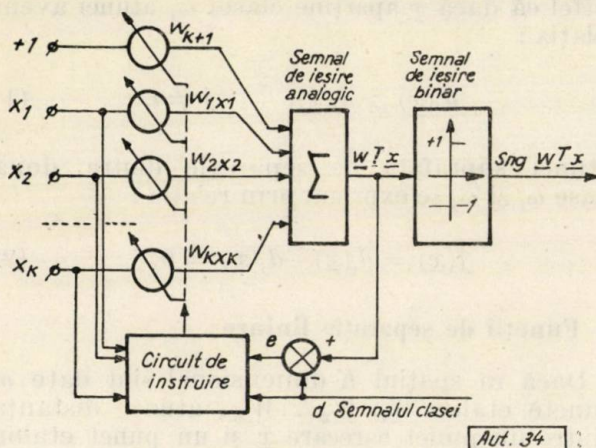


Fig. 2. Elementul instruibil liniar cu prag.

aplică la intrările $W_1, W_2, \dots, W_K$ coordonatele unui punct din spațiul Ω_x , aplicând în același timp la intrarea d semnalul clasei (dinainte cunoscut). În funcție de eroarea e dintre semnalul de ieșire existent și cel al clasei, circuitul de instruire comandă modificarea ponderilor $W_{K+1}, W_1, W_2, \dots, W_K$ prin intermediul unui semnal, elaborat pe baza unui algoritm de instruire. Se repetă această operație cu alte forme de instruire (care împreună constituie „mulțimea formelor de instruire”), de mai multe ori, pînă cînd toate formele de instruire sînt corect recunoscute sau pînă cînd numărul de erori de recunoaștere atinge o valoare staționară. Formele de instruire pot fi prezentate la intrare în orice ordine.

Elementul instruibil liniar cu prag manifestă capacitatea de a generaliza cele „învățate” în sensul că, după perioada de instruire (și după deconectarea sau inactivarea circuitului de instruire), el poate face recunoașterea corectă a clasei căreia aparțin celelalte forme care nu i-au fost „arătate” în timpul instruirii. Aceasta se poate realiza dacă se îndeplinesc mai multe condiții, dintre care cele mai importante sînt:

- clasificarea reală a formelor să se bucure de proprietatea de separabilitate liniară;
- mulțimea formelor de instruire să fie suficient de reprezentativă (uneori această mulțime constituie un procent foarte mic din totalul formelor);
- algoritmul de instruire să fie convergent.

Așa cum s-a arătat, semnalele $x_1, x_2, \dots, x_K$ sînt de obicei de tip analogic; sînt totuși numeroase cazuri cînd se preferă ca aceste semnale să fie de tip binar (cu valorile 1 și 0 sau $+1$ și -1), ceea ce permite o realizare mai ușoară a echipamentului.

5. Instruire și autoinstruire

Din cele arătate rezultă că elementul instruibil liniar cu prag face numai o operație de recunoaștere (automată) a claselor din care fac parte formele prezentate la intrare; el nu realizează o clasificare a formelor pentru că această clasificare este presupusă dinainte realizată; altfel spus, instructorul extern știe dinainte cîte clase există și care este apartenența fiecărei forme. Modul de instruire corespunzător recunoașterii automate se numește „instruire cu supraveghere” sau „instruire off-line” sau pur și simplu „instruire”.

Spre deosebire de cazul precedent, în instruirea fără supraveghere nu mai există instructor extern; sistemul stabilește singur clasele, pe măsura primirii formelor la intrare, făcînd în același timp distribuția formelor pe clase. Acesta este cazul „autoinstruirii” sau „instruirii on-line”. Se spune că sistemul este autoinstruibil și că realizează clasificarea automată a formelor.

6. Clasificarea sistemelor instruibile de reglare automată

Realizarea concretă a unui SIRA pune unele probleme specifice de mare dificultate cum ar fi: alegerea algoritmilor și implementarea lor, stabilirea unor compromisuri (între dimensiunile memoriei, finețea cuantizării spațiilor semnalelor și situațiilor de reglare), sporirea vitezei de convergență a algoritmilor etc. Adăugînd la acestea deosebirile de scopuri, ponderea foarte diferită a elementelor instruibile în ansamblul SIRA, se vede că o clasificare a SIRA devine dificilă. Totuși, luînd ca criteriu scopul SIRA și rolul părții instruibile din sistem, se pot deosebi următoarele categorii de SIRA.

1. Sisteme intrinsec-instruibile de reglare automată (SIIRA) sînt acele sisteme în care partea instruibilă elaborează direct semnalul de comandă. Cel mai simplu exemplu (și deocamdată singurul tip de SIIRA realizat) este SIRA optimal ca rapiditate al cărui semnal de comandă nu are decît două valori posibile: $+1$ și -1 (sau $+K$ și $-K$); aceasta permite utilizarea ca regulator instruibil a unui element instruibil liniar cu prag (fig. 2) care are la ieșire numai două semnale posibile și ale cărui intrări ar putea să fie coordonatele stărilor inițiale.

Desigur că se pot imagina SIIRA cu semnale de comandă mai complicate; de exemplu, folosind două elemente instruibile liniare cu prag (în total 4 stări posibile la ieșirea lor) se poate alcătui un SIIRA de tipul „cu consum minim de combustibil”, care după cum se știe necesită un semnal de comandă cu trei valori $+K, 0$ și $-K$.

2. Sisteme adaptive instruibile de reglare automată (SAIRA), în care partea instruibilă

are menirea să elaboreze comenzile de adaptare automată. Așa de pildă (fig. 3) partea instruibilă urmează să stabilească, dintre mai multe configurații (sau acordări) de regulator automat posibil, care anume să fie în funcție la un moment dat. Se disting în această structură trei bucle închise ierarhizate: circuitul de reacție negativă convențională (C1), circuitul de adaptare prin recunoașterea situațiilor de reglare (C2) și circuitul de instruire (C3).

Există însă și alte moduri de participare a elementelor instruibile la comanda adaptării, cum ar fi identificarea prin metode de instruire, evaluarea instruibilă a performanțelor etc.

3. Sisteme extremale instruibile (SEI), în care partea instruibilă are menirea să stabilească foarte repede valorile optime ale parametrilor de comandă, folosind în acest scop

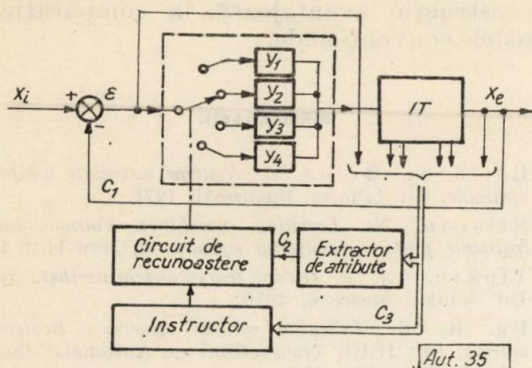


Fig. 3. Sistem adaptiv instruibil de reglare automată.

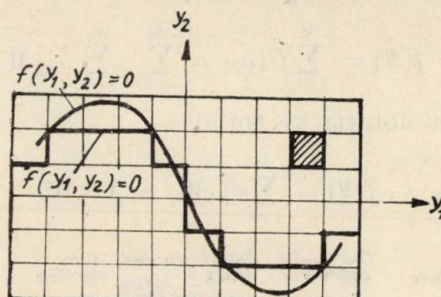
recunoașterea situațiilor de reglare. Prin aceasta se evită pierderile de timp pricinuite de aplicarea repetată a procedurilor de căutare de către optimizatorul automat de tip obișnuit.

7. Codificarea situațiilor de reglare

Elementul instruibil liniar cu prag din figura 2 poate, în principiu, să fie folosit pentru a clasifica în două categorii toate punctele (situațiile) unui spațiu \$K\$-dimensional prin ceretarea celor \$K\$ atribute ale punctelor supuse clasificării. În practică, însă, utilizarea unui astfel de element implică o operație suplimentară de codificare a punctelor (situațiilor) și aceasta din mai multe motive. Astfel cele \$K\$ atribute sînt de tip analogic și în practică este mult mai avantajos să se opereze cu mărimi numerice, dacă este posibil chiar binare. Pe de altă parte, frontierele de separație (hipersuprafețele) nu sînt de obicei liniare și ele trebuie aproximimate. De asemenea dimensiunile memoriei trebuie să rămînă în limite acceptabile.

Codificarea situațiilor de reglare constă în cuantizarea domeniului fiecărui atribut \$y_i\$, \$i = 1, 2, \dots, M\$, într-un număr de zone și reprezentarea fiecărui atribut \$y_i\$ printr-un vector

parțial adică printr-un cod binar \$x_i\$ [5]. De exemplu, în spațiul bidimensional din figura 4, prin cuantizare toate punctele cuprinse într-un



Zona lui \$y_i\$	Coduri posibile		
	a	b	c
\$y_i > \alpha\$	0001	111	1111
\$\alpha > y_i > \beta\$	0010	110	1110
\$\beta > y_i > \gamma\$	0100	100	1100
\$\gamma > y_i\$	1000	000	1000

Aut. 36

Fig. 4. Cuantizarea și separarea spațiului bidimensional. Tabela de codificare.

pătrat elementar (ca cel hașurat) vor fi reprezentate prin același vector, compus la rîndul său din vectori cu componente binare (unul reprezentînd atributul \$y_1\$, iar cealaltă atributul \$y_2\$). Evident, în cazul general \$M\$-dimensional pătratul elementar devine un hiper cub \$M\$-dimensional elementar, iar elementul instruibil va primi ca semnal de intrare un ansamblu de \$M\$ vectori parțiali cu componente binare.

Ansamblul codurilor alese pentru a reprezenta vectorii parțiali ai fiecărui atribut trebuie să fie un ansamblu de vectori liniar independenți. În tabela din figura 4 sînt exemplificate cîteva moduri de codificare binară a unui atribut \$y_i\$. Codul \$a\$ este „mono-elementar” (cu un singur simbol 1 pe fiecare cod), în timp ce codurile \$b\$ și \$c\$ sînt „multi-elementare” (cu mai multe simboluri 1 pe fiecare cod). Codul \$a\$ este liniar independent; codul \$b\$ nu este liniar independent, dar adăugîndu-i-se un simbol 1 se transformă în codul \$c\$ care este liniar independent.

În figura 5 se prezintă schema elementului instruibil liniar cu prag completat cu cuantizatoare, scoțîndu-se în evidență sumele parțiale:

$$\hat{f}_i = \sum_{j=0}^{N_i} x_{ij} W_{ij} = x_i^T \cdot W_i, \quad i = 1, 2, \dots, M. \quad (6)$$

În echipamentul real nu este necesar ca sumatoarele parțiale să existe; este suficient un singur sumator general. Funcția realizată de elementul din figura 5 este:

$$\hat{f}(\underline{y}) = \sum_{i=1}^M \hat{f}_i(y_i) = \sum_{i=1}^M \sum_{j=0}^{N_i} x_{ij} W_{ij} \quad (7)$$

sau în notația vectorială:

$$\hat{f}(\underline{y}) = \sum_{i=1}^M \underline{x}_i^T \cdot \underline{W}_i = \underline{X}^T \cdot \underline{W}. \quad (8)$$

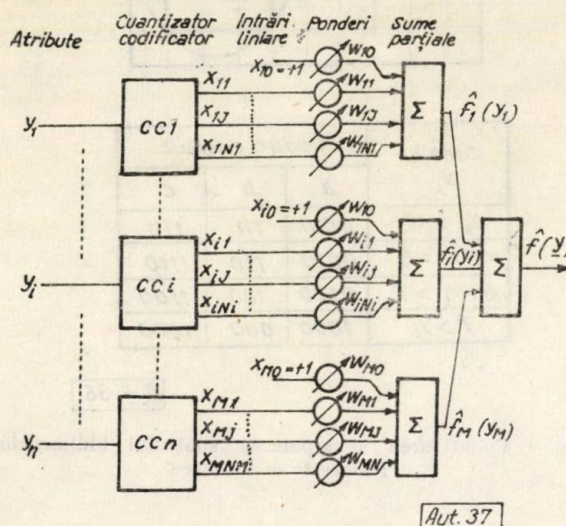


Fig. 5. Dispozitiv de aproximare liniară pe porțiuni a unei funcții de separație neliniară.

Se demonstrează [5] că, dacă se utilizează coduri liniar independente pentru a codifica atributele y_i și dacă funcția de separație dorită este de forma:

$$f(\underline{y}) = \sum_{i=1}^M f_i(y_i), \quad (9)$$

atunci fiecare $\hat{f}_i(y_i)$ din (7) poate fi făcut să reprezinte pe $f_i(y_i)$ din (9), pînă la precizia

permisă de cuantizare; modul de aproximare este reprezentat de linia frîntă din figura 5. Reprezentarea codificată a atributelor nu este unică; alegerea acestei reprezentări se face ținînd seamă de forma funcției care trebuie aproximată, de minimizarea numărului de ponderi adaptive (W_{ij}), de efectul acestei alegeri asupra convergenței procesului de instruire.

8. Concluzii

Pe baza metodelor de recunoaștere și instruire automată se pot construi sisteme instruibile de reglare automată, singurele capabile să asigure reglarea optimă atunci cînd informația apriorică asupra procesului și mediului în care el se desfășoară este incompletă. În alte cazuri, aceste metode oferă o alternativă de proiectare și construcție avantajoasă în comparație cu metodele convenționale.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Călin, S., Belea, C. *Sisteme automate adaptive și optimale*. Ed. tehnică, București, 1971.
- [2] Nilsson, N. *Learning machines. Foundations of trainable pattern-classifying systems*. McGraw-Hill, 1965.
- [3] Tipkin, Ia. Z. *Osnovi teorii obuciavushchisya sistem*. Izd. Nauka, Moscova, 1970.
- [4] Fu, K. S. *Learning control systems — Review and outlook*. In: IEEE Transactions on Automatic Control, vol. AC-15, aprilie 1970.
- [5] Smith, F. W. *A trainable nonlinear function generator*. In: IEEE Transactions on Automatic Control, vol. AC-11, aprilie 1966.
- [6] Mendel, J. M., Zapalac, J. J. *The application of artificial intelligence to control system design*. In: Advances in control systems—Theory and applications. Ed. Leondes C. T., vol. 5, 1968.
- [7] Russo, F. A., Valek, R. J. *Process performance computer for adaptive control systems*. In: IEEE Transactions on Computers, vol. C-17, noiembrie 1968.
- [8] Taylor, W. K. *Samsonaistraivaiusheesia ustroistvo upravleniya ispolzuiushee raspoznanie obrazov*. In: Trudi II-go Kongressa IFKA, vol. III, Izd. Nauka, Moscova, 1965.

IOAN CAUȚIL*

Rețele celulare de extragere a rădăcinii pătrate

Rețelele celulare au apărut relativ recent în literatura de specialitate [1]. Ele se pretează foarte bine la efectuarea operațiilor de înmulțire și împărțire (și în general a operațiilor iterative), înlocuind deplasările repetate la dreapta ale produsului parțial (înmulțire) sau la stînga ale restului parțial (împărțire) cu celule care efectuează aceeași operație, decalată corespunzător în spațiu.

Datorită modularității, rețelele celulare pot fi realizate prin tehnologia circuitelor integrate. Avînd celule elementare, executarea unor rețele mai complexe se reduce la alăturarea altor celule de același tip.

În lucrare se propun două astfel de rețele pentru extragerea rădăcinii pătrate prin metodele comparării și nerefacerii restului parțial [2].

Aceste rețele pot fi folosite avantajos la calculatoarele de proces unde rezultatele trebuie să apară rapid (în acest caz, debitul poate fi măsurat folosind un traductor de presiune), în aparatura numerică de reglare (înregistratoare și traductoare numerice de debit) și la calculatoarele de birou.

unde $q_i = p_i 2^{-i}$; p_n este 1 sau 0 după cum diferența din partea dreaptă a relației este pozitivă sau nu. În această metodă, restul parțial este totdeauna pozitiv.

Pentru exemplificare se dă un caz. Fie $x = 0,1101 = 13/16$, $\sqrt{x} = 0,90139$,

, 1101 —	
, 01	$p_1 = 1$
, 1001 —	
, 0101	$p_2 = 1$
, 10000 —	
, 01101	$p_3 = 1$
, 001100 —	
, 000000	$p_4 = 0$
, 011000	

$Q = 0,1110 = 14/16 = 0,875$. Diferența față de rezultatul real se explică prin numărul mic de biți ai rezultatului.

Rețeaua ce realizează acest algoritm, precum și simbolizarea unei celule, sînt arătate în figura 1.

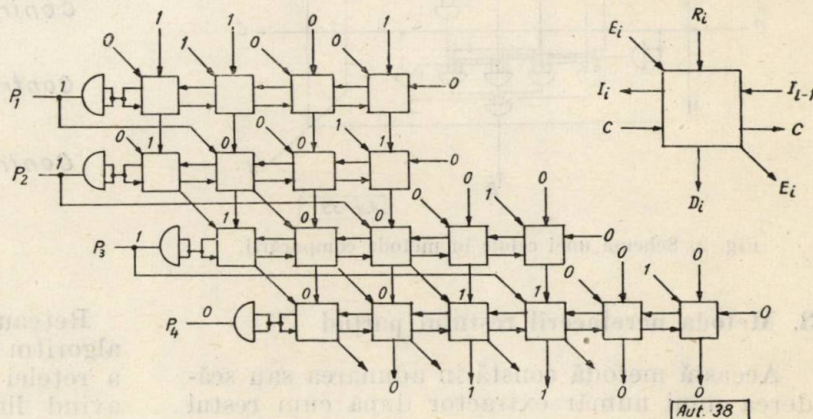


Fig. 1. Rețeaua celulară în metoda comparării.

Ținînd seamă de asemănarea dintre algoritmele de efectuare a împărțirii și extragerii rădăcinii pătrate, cele două operații pot fi efectuate cu o singură rețea de extragere a rădăcinii pătrate (vezi anexa).

1. Metoda comparării

Algoritmul de extragere a rădăcinii pătrate prin această metodă este următorul: restul parțial de ordinul n , R_n , este dat de relația:

$$R_n = R_{n-1} - q_n \left(2 \sum_{i=1}^{n-1} q_i + q_n \right),$$

Operația realizată de fiecare rînd al rețelei depinde de semnul diferenței dintre restul parțial și numărul extractor corespunzător. Astfel fiecare celulă a rețelei va fi un scăzător comandat de împrumutul la rangul cel mai semnificativ al rîndului respectiv. Acesta, negat, va da și bitul corespunzător al cîtului.

2. Proiectarea unei celule

Operația realizată de o celulă va fi:

$$D_i = R_i - (E_i + I_{i-1}) \quad \text{cînd } C = 0,$$

$$D_i = R_i \quad \text{cînd } C = 1.$$

* Ing. I. Cauțil lucrează la Centrul de calcul al uzinelor „Electroputere” Craiova.

Funcțiile logice ce realizează această operație sînt :

$$D_i = CR_1 + \bar{C}(R_i \oplus E_i \oplus I_{i-1}),$$

$$I_i = \bar{R}_i E_i + \bar{R}_i I_{i-1} + E_i I_{i-1},$$

unde I_{i-1} este împrumutul de la ordinul anterior; R_i și E_i biții restului parțial și numărului extractor; C —împrumutul de la rangul cel mai semnificativ care comandă operarea celulelor unui rînd al rețelei. Circuitele pentru realizarea acestor funcții în logică NAND sînt arătate în figura 2. Se pot folosi circuite logice integrate NAND fabricate la I.P.R.S.

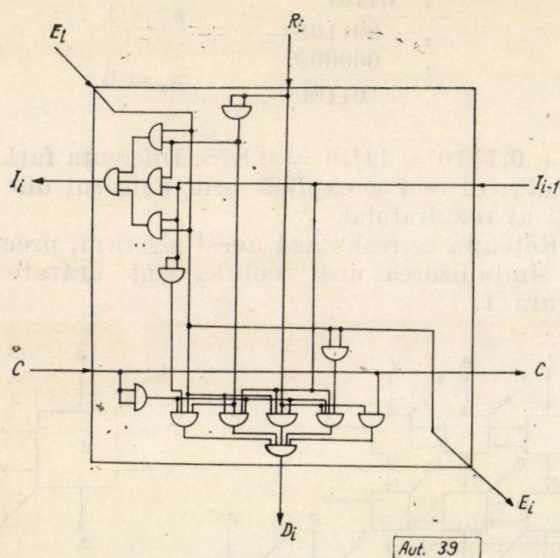


Fig. 2. Schema unei celule în metoda comparării.

3. Metoda nerefacerii restului parțial

Această metodă constă în adunarea sau scăderea unui număr extractor după cum restul

parțial anterior a fost pozitiv sau negativ. Restul parțial de ordinul n are expresia :

$$R_n = R_{n-1} - 2^{-(n-1)} \left[\sum_{i=1}^{n-2} q_i + 2^{-(n-1)} (2^n + 2^{-2}) \right] \text{ dacă } R_{n-1} \text{ este pozitiv,}$$

$$R_n = R_{n-1} + 2^{-(n-1)} \left[\sum_{i=2}^{n-2} q_i + 2^{-(n-1)} (2^0 - 2^{-2}) \right] \text{ dacă } R_{n-1} \text{ este negativ,}$$

unde $q_i = p_i 2^{-i}$; p_n este 1 sau 0 după cum R_n este pozitiv sau negativ. Considerînd același număr vom avea algoritmul din figura 3.

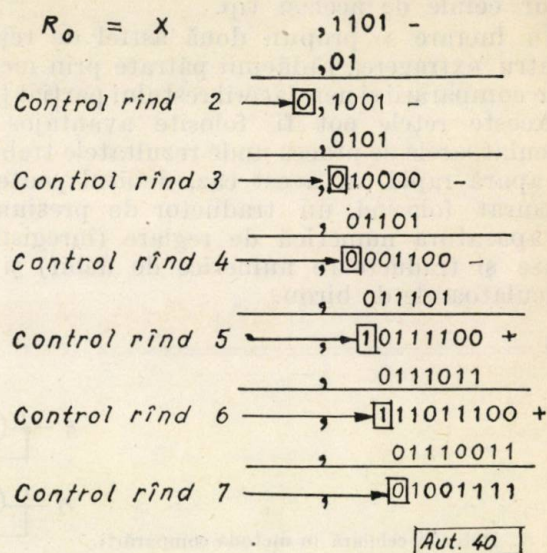


Fig. 3.

Rețeaua completă pentru realizarea acestui algoritm este arătată în figura 4. Fiecare celulă a rețelei este un sumator-scăzător comandat, avînd linia C conectată la ieșirea S a bitului

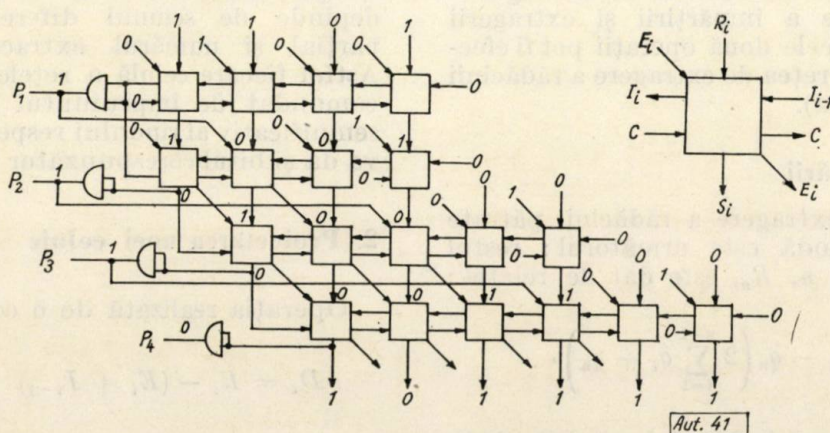


Fig. 4. Rețeaua celulară în metoda nerefacerii restului parțial.

cel mai semnificativ al rîndului anterior, care, negat, dă și cîțul. Rîndul al doilea al rețelei este controlat de împrumutul I_0 al primului rînd, iar operația realizată de primul rînd este totdeauna o scădere.

4. Proiectarea unei celule

O celulă a acestei rețele va realiza o scădere cînd $C = 0$ și o adunare cînd $C = 1$. Ea va realiza funcțiile logice [2]:

$$S_i = R_i \oplus E_i \oplus I_{i-1},$$

$$I_i = (CR_i + \bar{C}\bar{R}_i)(E_i + I_{i-1}) + E_i I_{i-1}.$$

Realizarea acestor funcții în logică NAND este prezentată în figura 5. Celule se pot realiza cu circuite logice integrate NAND fabricate la I.P.R.S.

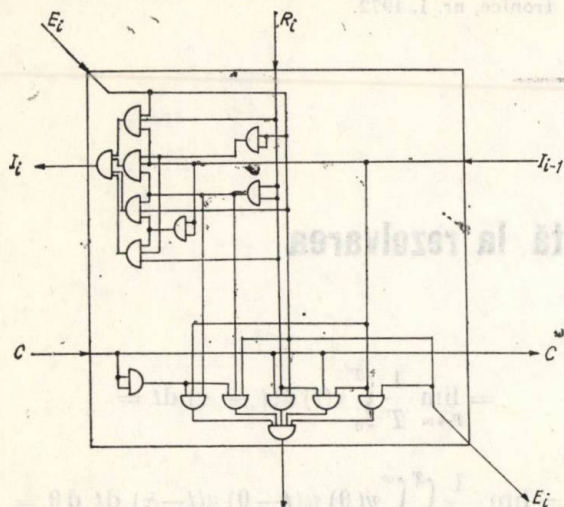


Fig. 5. Schema unei celule în metoda nerefacerii restului parțial.

Lungimea primului rînd al rețelei precum și numărul de linii pot fi extinse oricît pentru a obține numărul necesar de biți pentru cîț. Numărul de celule necesare pentru a obține un cîț de m biți avînd un operand de n biți este:

$$N = \frac{2m'n + (m-2)(m-1)}{2}.$$

Notînd cu t_i timpul de propagare a împrumutului printr-o celulă și cu t_d timpul de efectuare a diferenței într-o celulă a rețelei din figura 1, timpul de operare a liniei k va fi de cel mult $t_i(m+k) + t_d$. Timpul de obținere a bitului m al cîțului va fi de cel mult $t = Nt_i + m t_d$.

Pentru rețeaua din figura 4, considerațiile sînt analoge.

5. Concluzii

În lucrare s-au descris două rețele celulare de extragere a rădăcinii pătrate în cod binar. Aceste rețele sînt foarte rapide în comparație cu circuitele obișnuite, dar mai complexe.

Făcînd o comparație între cele două rețele, prima permite o economie de o poartă pe celulă, dar într-o structură care să efectueze și alte operații aritmetice; metoda a doua ar putea fi preferată, deoarece celulele sale au posibilități mai mari.

În încheiere se menționează faptul că realizarea economică a unei structuri de calculator mari prin tehnica rețelelor celulare este posibilă doar prin tehnologia circuitelor integrate, din cauza complexității lor în raport cu structurile obișnuite.

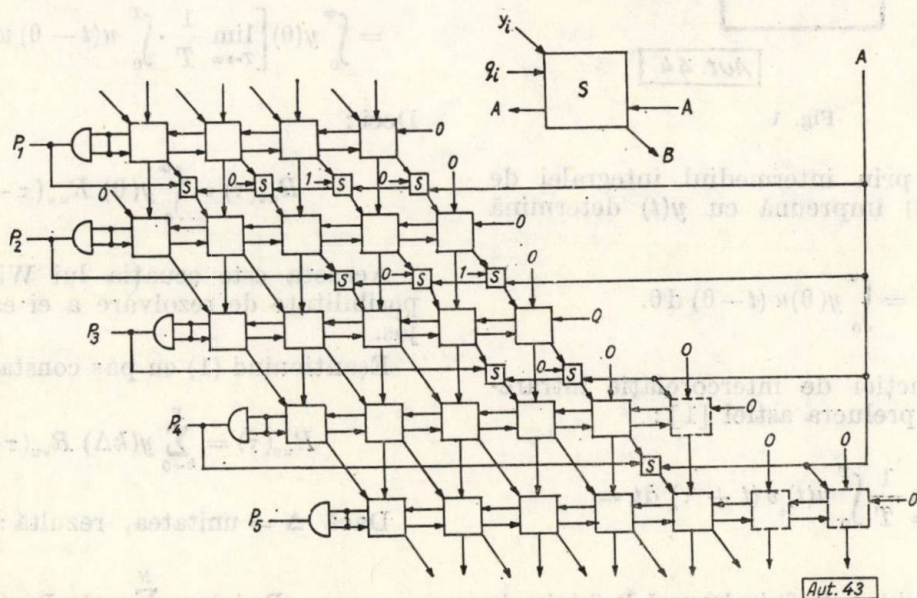


Fig. 6. Rețeaua celulară pentru efectuarea împărțirii și extragerii radicalului prin metoda comparării.

A N E X A

Se prezintă modul de efectuare a unei împărțiri în cod binar prin metoda comparării cu ajutorul rețelei din figura 1. Locul numerelor extractoare este luat de împărțitor. În această metodă, restul parțial R_n este [2]:

$$R_n = 2R_{n-1} - p_n Y.$$

unde :

$$p_n = 1 \text{ dacă } R_n \geq 0,$$

$$p_n = 0 \text{ dacă } R_n < 0,$$

iar citul $Q = \sum_{i=1}^n p_i 2^{-i}$; $R_0 = X$ este deîmpărțitul, iar Y împărțitorul.

Rețeaua prezentată în figura 6 mai conține pentru fiecare rînd cîte un circuit notat cu S (cu excepția primelor trei rînduri unde intervin mai multe), care conectează la intrarea E a unor celule biții citului (q_i) sau ai împărțitorului (y_i), după cum se comandă efectuarea unei operații de extragere a radicalului ($A = 1$) sau a unei împărțiri ($A = 0$). Funcția logică realizată de acest circuit este :

$$B = Aq_i + \bar{A}y_i.$$

Celulele nefolosite la efectuarea împărțirii sînt figurate punctat.

Pentru a efectua împărțiri de numere cu același număr de biți ca la extragerea radicalului, la rîndul doi al rețelei se mai conectează o celulă. În același mod se transformă rețeaua din figura 4 pentru a efectua și operații de împărțire.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Hoffmann, J. C. Lacaze, B., Csillag, P. *Iterative logical network for parallel multiplication*. In: Electron. lett., nr. 4, 1968, p. 178.
- [2] Chu, Y. *Bazele proiectării calculatoarelor numerice*. București. Editura tehnică, 1967.
- [3] Dean, K. J. *Cellular arrays for binary division*. In: Proc. IEE, 117, nr. 5, mai 1970, p. 917-920.
- [4] Deegan, I. D. *Un multiplicator celular pentru numere binare cu semn*. In: Electron. lett., nr. 15, iul. 1971, p. 436-437. Traducere în: Caiet de documentare selectivă, Calculatoare electronice, nr. 1, 1972.
- [5] Gex, A. *O rețea celulară de înmulțire și împărțire*. In: Electron. lett., nr. 15, iul 1971, p. 442-444. Traducere în: Caiet de documentare selectivă, Calculatoare electronice, nr. 1, 1972.

ANCA STOICA și PETRE STOICA*

0 metodă de inversare a matricelor, utilizată la rezolvarea ecuației Wiener — Hopf

Fie procesul monovariabil din figura 1, unde :

$u(t)$ — intrare ;

$v(t)$ — ieșire ;

$y(t)$ — funcția pondere.

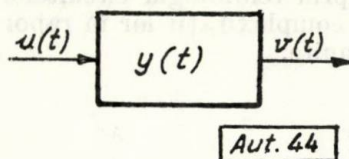


Fig. 1

Se știe că, prin intermediul integralei de convoluție, $u(t)$ împreună cu $y(t)$ determină $v(t)$:

$$v(t) = \int_0^\infty y(\theta) u(t - \theta) d\theta.$$

Expresia funcției de intercorelație intrare-ieșire se poate prelucra astfel [1]:

$$R_{uv}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T u(t) v(t + \tau) dt =$$

$$= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T v(t) u(t - \tau) dt =$$

$$= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T \int_0^\infty y(\theta) u(t - \theta) u(t - \tau) dt d\theta =$$

$$= \int_0^\infty y(\theta) \left[\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T u(t - \theta) u(t - \tau) dt \right] d\theta.$$

Deci :

$$R_{uv}(\tau) = \int_0^\infty y(\theta) R_{uu}(\tau - \theta) d\theta. \quad (1)$$

Aceasta este ecuația lui Wiener-Hopf. O posibilitate de rezolvare a ei este tratată mai jos.

Eșantionind (1) cu pas constant Δ , obținem :

$$R_{uv}(\tau) = \sum_{k=0}^N y(k\Delta) R_{uu}(\tau - k\Delta) \Delta.$$

Dacă $\Delta = \text{unitatea}$, rezultă :

$$R_{uv}(\tau) = \sum_{k=0}^N y(k) R_{uu}(\tau - k). \quad (2)$$

* Ing. A. Stoica și ing. P. Stoica lucrează la Catedra de automatică din Institutul politehnic București.

Introducem următoarele notații:

$$R_{uv} = \begin{bmatrix} R_{uv}(0) \\ R_{uv}(1) \\ \vdots \\ R_{uv}(N) \end{bmatrix}; \quad y = [y(0), y(1), \dots, y(N)];$$

$$R_{uu} = \begin{bmatrix} R_{uu}(0) & R_{uu}(1) & \dots & R_{uu}(N) \\ R_{uu}(-1) & R_{uu}(0) & \dots & R_{uu}(N-1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{uu}(-N) & R_{uu}(1-N) & \dots & R_{uu}(0) \end{bmatrix}.$$

Presupunind că valorile necesare ale funcției de corelație și intercorelație sunt cunoscute, relația (2) este un sistem de ecuații de ordinul N , liniar, având necunoscute valorile funcției pondere la diferite momente de timp:

$y(0), \dots, y(N)$, N impus de necesități. Ținând seamă de notațiile anterioare, relația (2) se transformă în ecuația matricială de mai jos:

$$R_{uv} = Y R_{uu}, \text{ rezultă } R_{uv} R_{uu}^{-1} = Y.$$

Pentru o precizie bună (Δ mic), va rezulta o matrice R_{uu} de ordin mare. Deci operația de inversare va necesita timp.

Apare deci necesitatea unei metode rapide și care să poată fi ușor programată pe un calculator numeric.

Utilitatea în cadrul teoriei sistemelor automate a unei metode de inversare a matricelor nu se rezumă, evident, numai la rezolvarea problemei anterioare (aceasta a fost aleasă pentru exemplificare, deoarece operând cu un număr mare de date, pune pregnant problema rapidității și a programării facile a metodei de inversare). În multe alte situații puse în fața inginerului automatist apare ca necesar calculul inversei unei matrice.

Spre exemplu, se cunoaște că [1], în cazul unui sistem cu mai multe intrări, coeficienții modelului matematic liniar al regimului staționar sint dați de relația de mai jos:

$$B = R^{-1} A,$$

unde:

A este matricea coeficienților de corelație între ieșire și fiecare dintre intrări;

R — matricea coeficienților de corelație între intrări.

De asemenea, în cadrul sintezei sistemelor automate optimale, al proiectării sistemelor liniare multivariabile din condiții de eroare staționară, ca și în probleme de estimare a stării, apare ca necesar efectuarea calculului de inversare a unor matrice.

Metoda de inversare ce va fi tratată în acest articol este rapidă și suficient de simplă. În plus, față de cea clasică, ea este ușor programabilă.

Se știe că metoda clasică de inversare a unei matrice A de ordinul n presupune mai multe operații și anume:

- calculul determinantului matricei A ;
- transpunerea matricei A ;
- calculul complementelor algebrice ai elementelor matricei A .

Este clar că, dintre aceste operații, se desprind prin dificultatea lor prima și ultima, operații ce presupun calculul unor determinanți de ordinul n și, respectiv, $n-1$. Greutatea unui astfel de calcul crește foarte repede cu n , programarea lui fiind complicată. Metoda ce va fi descrisă mai jos ocolește această dificultate, rămânând facilă și pentru n suficient de mare.

1. Principiul metodei

Metoda descrisă în acest articol își propune ca, prin o serie de transformări, să aducă matricea de inversat A la forma matricei unitate I . Acest lucru se face treptat ca mai jos [2].

Fie o matrice pătrată A de ordinul n și elemente (a_{ij}) , $i, j = 1, 2, \dots, n$.

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n1} & a_{n2} & \dots & a_{nn} \end{bmatrix}.$$

Vrem ca, într-o primă transformare, matricea A să treacă într-o matrice A_1 , cu prima coloană identică cu cea a matricei unitate I . Pentru aceasta se folosesc următoarele transformări intermediare.

a) Înmulțind A la stînga cu o matrice:

$$P_1^1 = \begin{bmatrix} 1/a_{11} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix},$$

vom obține o matrice $A_1^1 = P_1^1 A$, care are $(a_{11})_1^1 = 1$. Deci am obținut primul element al coloanei ce ne-am propus să o creăm prin transformări asupra lui A .

De remarcă că $(a_{ij})_1^1 = a_{ij}$ pentru $i = 2, \dots, n$ și $j = 1, 2, \dots, n$.

b) Înmulțind A_1^1 la stînga cu o matrice:

$$P_1^2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ -a_{22} & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix}$$

vom obține o matrice A_1^2 care are $(a_{11})_1^2 = 1$ și $(a_{21})_1^2 = 0$, deci primele două elemente ale coloanei ce ne-am propus să obținem. Conți-

nuînd așa vom înmulți matricea A_1^{k-1} la stînga cu :

$$P_1^k = \left[\begin{array}{cccc} \overbrace{1 \ 0 \dots 0 \dots 0}^k & & & \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ -a_{kk} & 0 \dots 1 \dots 0 & & \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 \dots 0 \dots 1 & & \end{array} \right]_k.$$

și vom obține matricea A_1^k cu $(a_{11})_1^k = 1$ și $(a_{1i})_1^k = 0$, $i = 2, \dots, k$. Variînd pe $k = 2, 3, \dots, n$, vom ajunge la următorul rezultat :

$$P_1^n P_1^{n-1} \dots P_1^2 P_1^1 A = A_1,$$

unde A_1 este matricea avînd prima coloană de forma :

$$\left. \begin{array}{c} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{array} \right\}_n.$$

Dar efectuînd produsul :

$$\prod_{i=1}^n P_1^i \triangleq P_1, \quad (3)$$

obținem matricea P_1 care înglobează setul de transformări intermediare asupra lui A în una singură, transformare ce duce de la A la A_1 . Deci $A_1 = P_1 A$, unde P_1 se obține efectuînd (3) :

$$P_1 = \left[\begin{array}{cccc} 1/a_{11} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ -a_{21}/a_{11} & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ -a_{n1}/a_{11} & 0 & 0 & \dots & 1 \end{array} \right]$$

În cazul general, înmulțind la stînga matricea :

$$A_{k-1} = P_{k-1} P_{k-2} \dots P_1 A \text{ cu :}$$

$$P_k = \left[\begin{array}{cccc} \overbrace{1 \ 0 \dots 0 \dots 0}^k & & & \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 \ 1 \dots -\frac{(a_{1k})_{k-1}}{(a_{kk})_{k-1}} \dots 0 & & & \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 \ 0 \dots -\frac{(a_{2k})_{k-1}}{(a_{kk})_{k-1}} \dots 0 & & & \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 \ 0 \dots -\frac{1}{(a_{kk})_{k-1}} \dots 0 & & & \\ 0 \ 0 \dots -\frac{(a_{nk})_{k-1}}{(a_{kk})_{k-1}} \dots 1 & & & \end{array} \right]_k$$

vom obține matricea $A_k = P_k A_{k-1}$, care are k coloane identice cu cele ale matricei unitate I . Setul de transformări succesive conduc așadar A la matricea unitate :

$$P_n P_{n-1} \dots, P_k, \dots, P_1 A = \prod_{i=1}^n P_i A = I. \quad (4)$$

Din (4) rezultă că :

$$A^{-1} = \prod_{i=1}^n P_i. \quad (5)$$

Pentru a inversa deci A este necesar să efectuăm produse de matrice, operație ușor programabilă.

În cele spuse anterior nu a fost considerată posibilitatea ca, pe parcursul transformării, să se obțină o matrice A_{k-1} cu $(a_{kk})_{k-1} = 0$. Este evident că, într-o astfel de situație, matricea P_k nu se mai poate obține. Pentru a ieși din acest impas am imaginat două procedee :

a) Primul constă în folosirea unei matrice pe care am numit-o „de corecție”, care, înmulțită cu A_{k-1} , să dea o matrice „corectată” A_{k-1}^c care să aibă $(a_{kk})_{k-1}^c$ diferit de zero. Bineînțeles că matricea de corecție P_{k-1}^c va interveni în (5) la locul corespunzător :

$$A^{-1} = P_n P_{n-1} \dots P_k P_{k-1}^c P_{k-1}, \dots, P_1.$$

O astfel de matrice este foarte ușor de imaginat. Astfel dacă dorim ca $(a_{kk})_{k-1}^c = 1$, atunci :

$$P_{k-1}^c = \left[\begin{array}{cccc} \overbrace{1 \ 0 \dots 0 \dots 0}^m & & & \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 \ 0 \ \frac{1}{(a_{mk})_{k-1}} \dots 0 & & & \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 \ 0 \dots 0 \dots 1 & & & \end{array} \right]_k$$

unde $(a_{mk})_{k-1}$ este diferit de zero și a fost găsit prin explorarea coloanei k a matricei A_{k-1} . Este evident necesar ca $m > k$ deoarece, în caz contrar, matricea A_{k-1}^c nu ar mai avea primele $k-1$ coloane identice cu cele ale matricei unitate.

b) O altă posibilitate de a ieși din o astfel de situație este următoarea.

Presupunem că, efectuînd transformările succesive asupra lui A , ajungem la un moment dat la o matrice :

$$A_{k-1} = P_{k-1} P_{k-2} \dots, P_1 A \text{ cu } (a_{kk})_{k-1} = 0.$$

vom căuta un $(a_{mk})_{k-1}$ diferit de zero și vom schimba linia k cu m . (Din aceeași condiție de a păstra $k-1$ coloane identice cu cele ale matricei unitate este necesar ca $m > k$.)

Vom obține o matrice A_{k-1}^s . Dacă notăm P_{k-1}^s matricea obținută din P_{k-1} prin schimbarea liniilor m și k , atunci :

$A_{k-1}^s = P_{k-1}^s P_{k-2}, \dots, P_1 A$. Operînd asupra lui A_{k-1}^s , vom obține în final:

$$I = P_n P_{n-1}, \dots, P_k A_{k-1}^s = \\ = P_n P_{n-1}, \dots, P_k P_{k-1}^s P_{k-2}, \dots, P_1 A.$$

Deci:

$$A^{-1} = P_n P_{n-1}, \dots, P_k P_{k-1}^s P_{k-2}, \dots, P_1.$$

În continuare, deși este puțin mai complicată, vom utiliza, în situația $(a_{kk})_{k-1} = 0$, k -oricare, prima metodă, deoarece se păstrează astfel o asemănare a transformărilor, efectuate asupra lui A , una cu alta.

2. Organizarea și conducerea calculului

Cele spuse anterior pot permite construirea organigramei de principiu a operației de inversare a unei matrice A (fig. 2).

care transformă matricea A în:

$$A_1 = P_1 A = \begin{bmatrix} 1 & 1/2 & 0 \\ 0 & 0 & -2 \\ 0 & 3/2 & -1 \end{bmatrix}$$

Se observă că A_1 are $(a_{22})_1 = 0$, deci este necesar să folosim matricea „de corecție”:

$$P_1^e = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 2/3 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Obținem:

$$A_1^e = P_1^e A_1 = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & 0 \\ 0 & 1 & -8/3 \\ 0 & 3/2 & -1 \end{bmatrix}$$

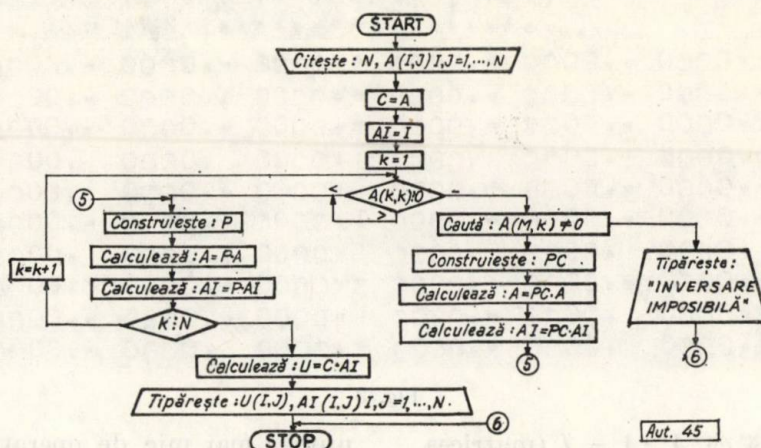


Fig. 2

Se observă că modul în care au fost alcătuite calculele face posibilă și verificarea inversării și anume: o inversare corectă implică $U =$ matricea unitate.

Pentru a observa cu ușurință modul în care se desfășoară metoda, să urmărim în continuare obținerea inversei unei matrice pătrate de ordinul 3. Am ales pentru exemplificare situația în care în cursul transformărilor apar pe diagonală și elemente nule.

Fie matricea de inversat:

$$A = \begin{bmatrix} 2 & -1 & 0 \\ 2 & -1 & -2 \\ 1 & 1 & -1 \end{bmatrix}$$

În conformitate cu cele spuse la descrierea principală a metodei, construim matricea:

$$P_1 = \begin{bmatrix} 1/2 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 \\ -1/2 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

În continuare se construiește:

$$P_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1/2 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & -3/2 & 1 \end{bmatrix}$$

obținîndu-se:

$$A_2 = P_2 A_1^e = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -4/3 \\ 0 & 1 & -8/3 \\ 0 & 0 & 3 \end{bmatrix}$$

În fine se poate scrie:

$$P_3 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 4/9 \\ 0 & 1 & 8/9 \\ 0 & 0 & 1/3 \end{bmatrix}$$

observîndu-se cu ușurință că $P_3 A_2 = I$ (matricea unitate). Rezultă că matricea inversă este $A^{-1} = P_3 P_2 P_1^e P_1$ adică:

$$A^{-1} = \begin{bmatrix} 1/2 & -1/6 & 1/3 \\ 0 & -1/3 & 2/3 \\ 1/2 & -1/2 & 0 \end{bmatrix}$$

MATRICEA INVERSA ESTE:									

0079	0105	0283	2744	0881	0597	1247	0590	0835	0224
0166	0015	0088	2063	0583	0210	0091	0560	0433	0006
0130	0093	0128	1484	0206	1098	1422	0573	0481	0202
0002	0030	0078	0298	1187	0041	0175	0718	0203	0096
0191	0145	0079	3507	1008	1314	2015	0102	1005	0326
0144	0024	0023	0293	0527	0147	0841	0053	0191	0069
0179	0158	0109	0762	0332	0474	0852	0047	0090	0066
0049	0070	0010	0777	0171	0186	0944	0274	0967	0102
0000	0082	0031	0646	0054	0285	0054	0345	0215	0031
0007	0008	0017	0277	0084	0139	0262	0075	0145	0156

VERIFICAREA METODEI DE INVERSARE:									

(MATRICEA UNITATE)									

1.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
0.0000	1.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
0.0000	0.0000	1.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
0.0000	0.0000	0.0000	1.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	1.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	1.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	1.0000	0.0000	0.0000	0.0000
0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	1.0000	0.0000	0.0000
0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	1.0000	0.0000
0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	1.0000

Fig. 3

Se verifică cu ușurință că $A^{-1}A = I$ (matricea unitate). Pentru matrice de ordin mai mare este preferabilă utilizarea calculatorului numeric. Seriind, pe baza organigramei de principiu, un program FORTRAN (care furnizează inversa unei matrice pătrate de ordinul N , verificând operația de inversare), putem da mai jos rezultatele obținute, cu acest program, în cadrul inversării matricei de ordinul 10 următoare:

$$A = \begin{bmatrix} 2 & 76 & 31 & 82 & 53 & 64,8 & 29 & 32 & 68 & 90,3 \\ 11 & 49 & 52 & 31,8 & 40 & 63 & 89 & 36,8 & 32 & 75,6 \\ 31,8 & 13 & 9,8 & 19,3 & 48 & 2,1 & 3,6 & 7,2 & 3 & 1,1 \\ 1,2 & 1,6 & 3 & 4,1 & 5 & 6,2 & 3,9 & 1,2 & 8 & 9,1 \\ 2,4 & 3,2 & 1,1 & 9 & 2,1 & 3,6 & 4,2 & 5,3 & 6,9 & 2,1 \\ -7,1 & 3,6 & 8,2 & -4 & -5,2 & -6,3 & 4,5 & 7,1 & 8,3 & -3,6 \\ -4,2 & 8,1 & 2 & 3,6 & 1,1 & -9 & -2,1 & 3,1 & 3,4 & 1 \\ 1,2 & 1,1 & -7 & -2,5 & -3,5 & 4,6 & 3,2 & 3,7 & 8,1 & 9 \\ 3,2 & 3,5 & 3,3 & 4,2 & 5,3 & 6,7 & 3,9 & -7,2 & 8,1 & 3,2 \\ -5,3 & 6,4 & -8,9 & 3,2 & 2 & -4,5 & -7 & 6,2 & 3,4 & 85,2 \end{bmatrix}$$

Rezultatele obținute sînt date în figura 3.

3. Concluzii

Sînt cunoscute numeroase situații cînd se pune problema inversării unor matrice (identificare, optimizare). Metodele utilizate sînt, în general, diferite variante ale metodei de eliminare a lui Gauss.

Ele sînt rezultatul prelucrării metodei de inversare a lui Gauss, în sensul obținerii unui

număr mai mic de operații (deci o rapiditate mai mare) și de asemenea, în scopul unei utilizări mai raționale a memoriei calculatorului.

Metoda prezentată în articolul de față este tot o variantă a metodei de eliminare a lui Gauss. Datorită abordării matriciale a eliminării, ea are față de celelalte variante avantajul compacității. Acest avantaj face ca, păstrîndu-i caracterul de metodă ușor programabilă și

rapidă, să fie utilizabilă și în inversarea cu mîna a unor matrice de un ordin nu prea mare (vezi exemplul dat).

BIBLIOGRAFIE

- [1] Penescu, C., Ionescu, G., Tertîșco, M., Ceangă, E. *Identificarea experimentală a proceselor automatizate*. București, Ed. tehnică, 1971.
- [2] Acher, J., Gardelle, J. *Algèbre linéaire et programmation linéaire*. Paris, Dunod, 1970.

REALIZĂRI ALE INDUSTRIEI ROMÂNEȘTI

Noi tipuri de regulatoare electronice

În afară de regulatoarele electronice fabricate de FEA făcînd parte din sistemul de reglare unificat și de regulatoarele Milivoltmetru regulator și Logometru regulator fabricate de EM, în ultimul timp au intrat în fabricație la FEA, pe baza cercetărilor făcute la Institutul de cercetări și proiectări automatizări (IPA), două noi tipuri de regulatoare electronice a căror descriere și performanțe sînt prezentate pe scurt în cele ce urmează.

Regulator specializat X72

Acest regulator poate fi folosit la reglarea de parametri din procesele tehnologice în care variația acestor parametri se poate măsura prin variații de rezistență electrică. În această categorie sînt cuprinse, de exemplu, reglări de temperatură în sere, puncte termice sau cazane, precum și reglări de presiuni, nivel și debite.

Din punctul de vedere al legii de reglare, X72 este un regulator bipozițional, tripozițional sau proporțional. Pentru reglarea P se conectează la regulator un potențiomtru de reacție de poziție. El este compus din următoarele părți principale: blocul de referință și blocul amplificator. Constructiv, regulatorul este realizat pentru montare pe ușa dulapurilor, în panouri sau pe perete; în acest din urmă caz, în execuție normală, pentru a funcționa în atmosferă lipsită de praf, abur, gaze sau alte substanțe active, sau în execuție etanșă.

La regulator se pot conecta, la un bloc de fixare a mărimii de referință, unul, două sau trei traductoare rezistive. Cu ajutorul regulatorului X72 se pot realiza mai multe variante de reglare și anume: cu mărirea de referință putînd fi modificată în trepte, continuu, cu program, în funcție de doi sau trei parametri.

Amplificatorul electronic este realizat cu trei tranzistoare în montaj cu emitorul comun și un etaj final sensibil la fază, a cărui sarcină este formată din înfășurările a două rele de comandă.

În tabela 1 se dau unele caracteristici tehnice generale ale acestui regulator.

Regulator PID (PI) cu ieșire discontinuă ELC132

Acest regulator face parte din sistemul electronic unificat fabricat de FEA și este destinat reglării proceselor tehnologice lente. Aparatul constă într-o carcasă paralelipipedică prevăzută cu un capac rabatabil, în interiorul căreia se găsește ansamblul funcțional. Dimensiunile de gabarit: $79 \times 158 \times 549$ mm, primele fiind dimensiunile frontale. Regulatorul funcționează cu mărirea de intrare furnizată de un dispozitiv exterior. El este folosit în sisteme de reglare care utilizează organe de execuție cu motoare sau contactoare electrice și la care se cere amplasarea regulatorului propriu-zis în spații diferite de acele elementelor de stabilire a mărimii de referință și pentru comanda manuală a mărimii de ieșire din regulator. Pentru completarea regulatorului se folosesc blocul de referință cu motor (BRM) și blocul de comandă de la distanță (BCD).

Variantele de execuție ale regulatorului ELC132 sînt următoarele:

ELC132A regulator PID;

ELC132B regulator PI cu timp de integrare T_i lung și anume pînă la 30 min;

ELC132C regulator PI cu timp de integrare T_i scurt și anume pînă la 3 min.

În tabela 2 se dau unele caracteristici tehnice generale ale acestui regulator.

Blocul de referință BRM este folosit pentru fixarea de la distanță a mărimii de referință sau pentru convertirea semnalelor discontinue de ieșire ale regulatorului ELC132 în semnale unificate de tensiune sau curent. Constructiv, aparatul este format dintr-o carcasă metalică paralelipipedică în care este introdusă o parte electromecanică — un servomotor — și o parte electronică care realizează semnalul de referință în tensiune sau curent. Condițiile de mediu și alimentare sînt aceleași ca și în cazul regulatorului ELC132. Puterea absorbită este de 22 VA în cazul semnalului de referință „curent” și de 12 VA pentru semnal de referință „tensiune”. Dimensiuni frontale 158×158 mm și lungimea 543 mm.

Blocul de comandă de la distanță BCD se conectează la ieșirea regulatorului ELC132 și este destinat să realizeze co-

Tabela 1

Regulatorul X72

- Varianta funcțională	X72A	X72B	X72C	X72D
- Valoarea maximă admisă a traductorului rezistiv, ohmi	280	160	160	160
- Caracteristica de reglare	bi sau tripozițională, proporțională			
- Precizia de fixare a parametrului de referință, ohmi	±0,15	±0,1	±0,1	±0,1
- Banda de proporționalitate	0,8—10		1,6—10	
- Ieșirea	anclanșează un releu care închide un circuit exterior de utilizare			
- Tensiunea de alimentare	220V + 10 %—15 %, 50Hz			
- Temperatura și umiditatea mediului ambiant	—10°C...+45°C, 65±20 %			
- Greutatea	3 kg în ecuație normală; 5 kg în execuție etanșă			
- Caracteristicile contactelor releelor de comandă	numărul de acționări 5 × 10 ⁷ curent de rupere : sarcină rezistivă 3A cc; 5A ca sarcina inductivă cu cos ϕ = 0,5 15A cc; 2,5 A ca			

Regulatorul ELC132

Tabela 2

	ELC132A	ELC132B	ELC132C
— Parametrii de acord BP T_i T_d	0,2—1000 % 30—1800 s 0,5—900 s	0,4—2000 % 30—1800 s —	0,25—5000 % 5—180 s —
— Tensiunea și frecvența de alimentare	220 V + 10 % - 15 %, 50 ± 2 Hz sau 60 ± 2 Hz		
— Puterea absorbită	circa 10 VA		
— Semnale de intrare normal la cerere	2—10 mA rezistență de intrare 200Ω 0,4—2 V rezistență de intrare mai mare de 100 kohmi —1,6...+1,6 V rezistență de intrare mai mare de 100 kohmi		
	0—10 mA	0—20 mA	4—20 mA
— Mediul ambiant temperatura umiditatea relativă a aerului	0—45°C la parametrii nominali —10...45°C cu performanțe modificate 65±20 %		
— Semnale la ieșire	contacte ale unuia dintre cele două ale regulatorului		
— Pragul de anclanșare	reglabil între 5 și 100 mV		

manda manuală a circuitului de reglare. Constructiv, aparatul este în carcasă metalică, pentru montare pe perete. Blocul execută două funcțiuni și anume: trecerea de la o funcționare Automat-Manual și invers cu ajutorul unei scheme „bistabil cu relee” și o funcțiune de comandă manuală în cele două sensuri ale motorului elementului de execuție. Alimentarea

blocului este în 24 V curent continuu. Pentru transferul Automat-Manual se folosesc semnale treaptă aplicate la intervale de minimum 0,5 s și pentru comanda manuală, semnale treaptă de durată egală cu durata acționării.

Ing. I. Papadache

Diode redresoare cu siliciu tip TU2 produse la IPRS — Băneasa

Caracteristici generale

Tehnologie

Diodele redresoare tip TU2 sînt diode cu siliciu dublu difuzate. Structura lor, p⁺pn⁺, este aliată între doi contraelectrozi de molibden. Montarea lor în capsule cu trecerea de ceramică glazurată tip S 246 se realizează prin tehnica sudurilor tari care le conferă rezistență la oboseală termică.

Polaritate

Catodul diodelor este conectat electric la partea metalică a capsulei-ambaza hexagonală terminată cu un șurub pentru montarea pe radiator. Anodul este conectat electric la terminalul flexibil.

Terminale

Terminalul anodic este un conductor foarte flexibil format prin împletirea unor fire de cupru cu diametrul de 0,2 mm cositorite. El are secțiunea de 50 mm² și se termină cu o cosă de fixare acoperită galvanic, care are diametrul găurii de 9 ± 0,1 mm sau 10,5 ± 0,1 mm. Lățimea cosei este de maximum 20 mm, iar lungimea părții plate de contact este de minimum 27 mm (fig. 1).

Terminalul catodic este baza hexagonală a capsulei. Ea este prevăzută cu un șurub M 16, cu lungimea totală 18 ± 0,5 mm, dar filetat numai pe minimum 15 mm de la vîrf. Baza diodei este confecționată din cupru și nichelată.

Mod de răcire

Transferul căldurii din structura redresoare spre mediul de răcire se realizează prin conducție, pe un radiator adecvat.

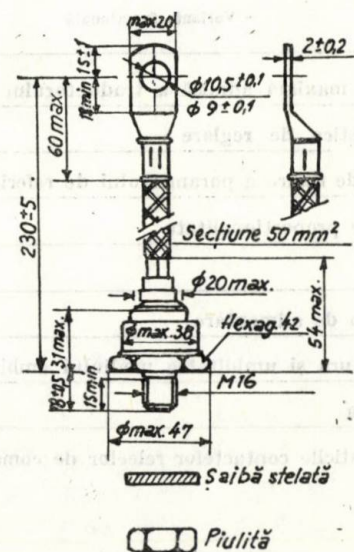


Fig. 1. Capsula S 246 (toate cotele în mm).

Se pot folosi ca medii de răcire apa, uleiul sau, mai frecvent, aerul. În ultimul caz, convecția poate fi naturală sau forțată. Pentru primele două medii, informații suplimentare se pot obține de la fabricantul diodelor. Radiatoarele recomandate pentru convecție naturală sau forțată sînt descrise mai jos.

Montarea diodelor pe radiator

Regulile care trebuie respectate la montarea pe radiator au fost enunțate și comentate [1]. Valorile limită ale cuplului de stringere sînt: minimum 35 Nm — maximum 40 Mn. Realizarea corectă a cuplului de stringere impune folosirea unei chei dinamometrice. Dacă se respectă regulile amintite, se poate conta pe o rezistență termică de contact de cca. 0,04 °C/W.

Marcare

Se marchează pe corpul diodei următoarele: simbolul numelui fabricantului (β), sensul de conducție ($A \rightarrow K$), codul sortului în clar (tabela 1) și clasa de direct (tabela 2).

Tabela 1

Valori limită absolute electrice, la $t_c = 25^\circ\text{C}$, cu excepția altor specificații

Sort	I_F direct continuu (A)	I_0 mediu redresat (A)	$V_R =$ $= V_{RWM} =$ $\approx V_{RRM}$ (V)	Curentul direct de virf	
	$t_c = 110^\circ\text{C}$	$t_c = 110^\circ\text{C}$		I_{FRM} repetitiv (A)	I_{FSM} semisinu- soidal, 10 ms (A)
TU 28	240	200	1300	650	3800
TU 25	240	200	1200	650	3800
TU 24	240	200	1000	650	3800
TU 23	240	200	800	650	3800
TU 22	240	200	400	650	3800
TU 21	240	200	200	650	3800

Modul de livrare

Diodele se livrează cu piuliță, șaibă stelată și, la cerere, cu sau montate pe radiatorul ales și comandat de către beneficiar. Este posibilă livrarea în aceeași clasă de direct pentru montarea în paralel. Se pot livra radiatoare speciale pentru conectarea în paralel.

Date mecanice. Dimensiuni

Cotele în milimetri ale capsulei S 264 sînt indicate în figura 1. Dimensiunile radiatoarelor recomandate se pot găsi în figura 7. Pentru radiatoarele TVF 80 vezi figura 8 din [1], față de

Tabela 2

CARACTERISTICI ELECTRICE,

valori maxime la $t_c = 25^\circ\text{C}$, cu excepția altor specificații

Sort	V_{FM} Tensiunea directă de virf, la $I_{FM} = 650$ A (V)	I_{RM} Curentul invers de virf, la $V_{RM} = V_{RWM}$ (mA)	$t_c =$ $= 125^\circ\text{C}$
TU 28	1,4*	0,5	4
TU 25	1,4*	0,5	4
TU 24	1,4*	0,5	4
TU 23	1,4*	0,5	4
TU 22	1,4*	0,5	4
TU 21	1,4*	0,5	4

* Diodele sînt sortate și marcate în următoarele clase de direct:

Clasă A $V_{FM} = 1,13 - 1,19$ V.

Clasă B $V_{FM} = 1,17 - 1,23$ V.

Clasă C $V_{FM} = 1,21 - 1,27$ V.

Clasă D $V_{FM} = 1,25 - 1,31$ V.

Clasă E $V_{FM} = 1,29 - 1,35$ V.

Clasă F $V_{FM} = 1,34 - 1,40$ V.

Tabela 3

CARACTERISTICI GENERALE ALE RADIATOARELOR- din aliaj de aluminiu, recomandate

Tipul convecției	Naturală			
Sort radiator	TNF 120	TNF 150	TNF 240	TNF 360
Lungimea (mm)	120	150	240	360
Secțiunea (mm ²)	120 × 120	120 × 120	120 × 120	120 × 120
Nr. de găuri pe radiator	1	1	2	3
Diametrul găurilor (mm)	16,2	16,2	16,2	16,2
Se recomandă pentru diodele	TU2—TU3	TU2—TU3	TU2—TU3	TU2—TU3
R_{th} (°C/W)	0,6	0,55	0,4	0,25
Masa (kg)	1,18	1,48	2,36	3,54

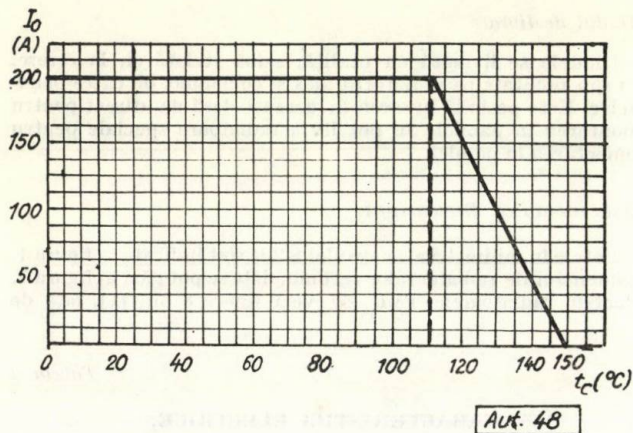


Fig. 2. Curentul mediu redresat I_0 în funcție de temperatura capsulei t_c .

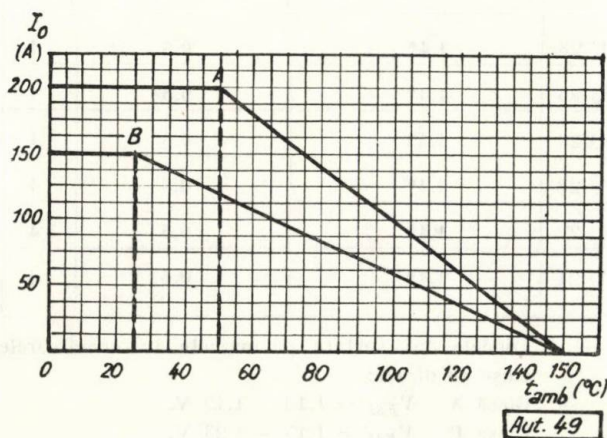


Fig. 3. Curentul mediu redresat I_0 în funcție de temperatura ambiantă t_{amb} .

A — dioda montată pe un radiator TVF 80 ventilat cu 5m/s ($R_{th} = 0,2^\circ \text{C/W}$); B — dioda montată pe un radiator TNF 150, convecție naturală ($R_{th} = 0,55^\circ \text{C/W}$).

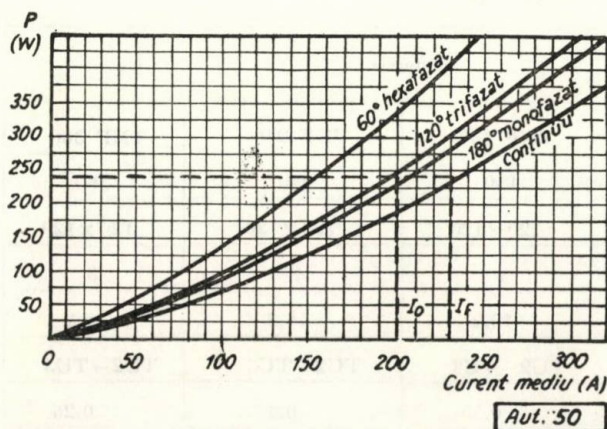


Fig. 4. Puterea medie disipată P în funcție de curentul mediu, în diverse regimuri de redresare.

care unica diferență este diametrul de 16,2 în loc de 12,2 mm (în comandă se va preciza: radiator TVF 80 cu gaură de 16,2 mm). Fixarea radiatoarelor se realizează cu șuruburi hexagonale introduse în canalele longitudinale special destinate acestui scop (vezi detaliul D).

Masa

Masa diodei fără radiator este cca 300 grame. Masa radiatoarelor recomandate este indicată în tabela 3.

Valori limită absolute mecano-climatice. Eforturi maxime admise pe terminale

Terminalul anodic suportă un efort maxim de tracțiune axială de 50 N, aplicat progresiv, pe durata de 10 ± 1 s. El se testează pe baza STAS 8393/11-70.

Terminalul catodic suportă și este testat pe baza aceluiași standard, la un cuplu maxim de 60 Nm, aplicat 10 ± 1 s.

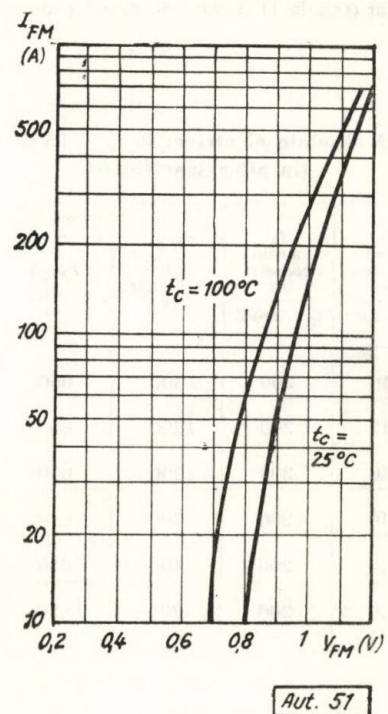


Fig. 5. Tensiunea directă de vîrf V_{FM} în funcție de curentul direct de vîrf I_{FM} , la $t_c = 25^\circ \text{C}$ și $t_c = 100^\circ \text{C}$ (valori tipice).

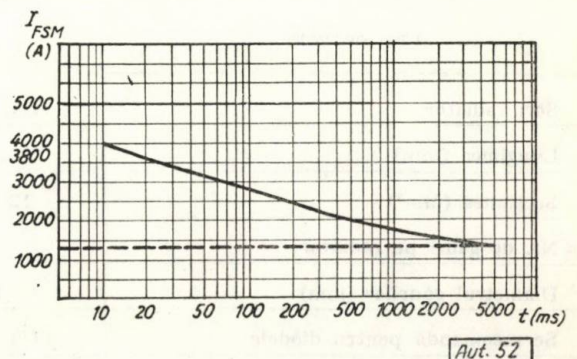


Fig. 6. Curentul direct de vîrf de suprasarcină accidentală I_{FSM} în funcție de durata suparsarcinii t la $t_c = 25^\circ \text{C}$ (tren de impulsuri semisinusoideale, frecvența 50 Hz).

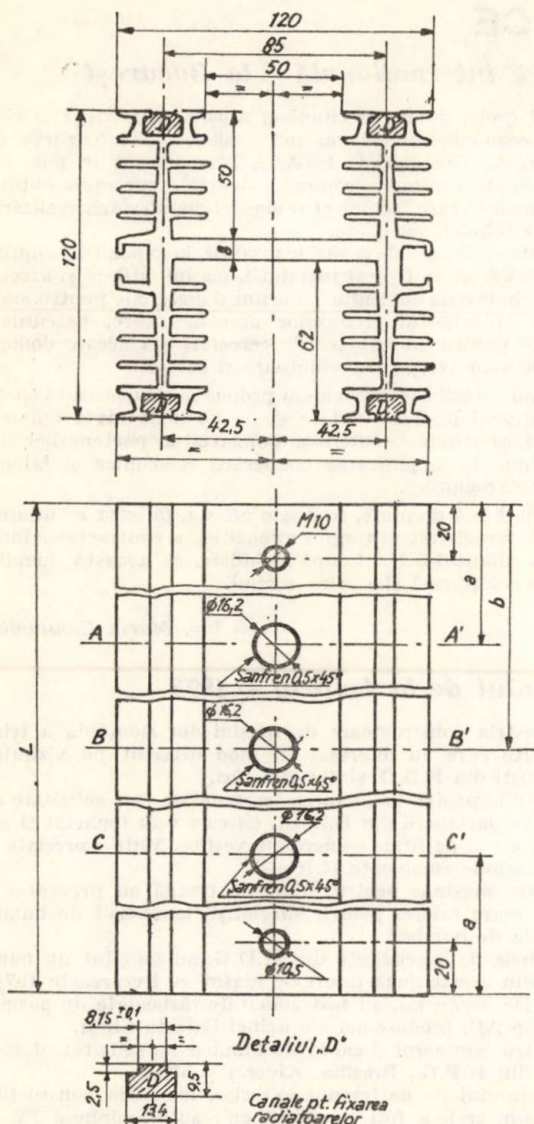


Fig. 7. Radiatoare tip TNF (toate cotele în mm):

Sort	TNF 120	TNF 150	TNF 240	TNF 360
L	120	150	240	360
a	—*	—*	80	80
b	60	75	—**	180

* găurile Ø 16,2 de pe axele AA', CC' nu există;

** gaura Ø 19,5 de pe axa BB' nu există.

Valori limită de șocuri și vibrații

Condițiile tehnice, metodele de încercare și regulile de verificare ale acestor valori limită sunt detaliate în NID 3259/72—„Diode cu siliciu dublu difuzate tip TU2”.

Solicitări climatice limită

Condițiile tehnice pentru solicitările climatice limită: variații de temperatură, etanșeitate, ceață salină, căldură umedă, încercări la frig sunt stipulate tot în NID 3259/72. Aceste condiții satisfac solicitările CFR și RNR. Diodele sunt omologate cu participarea și acordul acestor organisme.

Valori limită, caracteristici electrice și termice

În tabela 1 sunt precizate valorile limită absolute electrice la $t_c = 25^\circ\text{C}$, cu excepția altor specificații. Ele se interpretează în conformitate cu precizările „Sistemului de valori limită absolute”, definit în publicația CEI nr. 134 [2].

Valorile limită absolute de temperatură sunt:

- temperatura ambiantă de stocare: $-55^\circ\text{C} \dots +150^\circ\text{C}$;
- temperatura capsulei în funcționare: $-40^\circ\text{C} \dots +150^\circ\text{C}$.

Valorile maxime ale caracteristicilor electrice la $t_c = 25^\circ\text{C}$, cu excepția altor specificații, sunt indicate în tabela 2.

Rezistența termică jonțiune-capsulă, exclusiv rezistența de contact cu radiatorul, este $0,15^\circ\text{C/W}$ (valoare maximă).

În figurile 2—6 sunt redată grafic unele valori limită și caracteristici electrice. Pentru dimensionarea termică se folosesc: caracteristica directă (fig. 5) și puterea medie (fig. 4). Punctele curent mediu redresat — temperatura capsulei sau temperatura ambiantă nu trebuie să depășească curbele limită din figura 2, respectiv figura 3. Suprasarcinile de curent direct trebuie să fie inferioare curbei limită din figura 6.

Radiatoare recomandate

Caracteristicile acestor radiatoare sunt detaliate în tabela 3. Se recomandă pentru convecție naturală tipul TNF (sorturile TNF 240, TNF 360 sunt destinate montării în paralel a diodelor). În convecție forțată, din tipul TVF, se preferă sortul TVF 80.

Ing. Traian Cărcu

BIBLIOGRAFIE

- [1] Cărcu, T. Diode redresoare cu siliciu tip KS produse la IPRS — Băneasa. În: Automatica și Electronica, nr. 6, 1973, p. 285.
- [2] Cărcu, T. Diode redresoare cu siliciu tip F fabricate la IPRS—Băneasa. În: Automatica și Electronica, nr. 3, 1973, p. 148.

MANIFESTĂRI ȘTIINȚIFICE ȘI TEHNICE

ETAVA' 73 — amplă manifestare economică internațională — la București

A devenit o tradiție și pentru capitala țării noastre ca în fiecare toamnă, în complexul din Piața Scintei, să găzduiască tot mai multe manifestări expoziționale internaționale.

Astfel, la 14 octombrie 1973, și-a deschis porțile ETAVA'73 — expoziție internațională de echipament, utilaje și materiale pentru agricultură, industria alimentară și industria de ambalaje, accesorii pentru turism, vinătoare și pescuit.

Alegerea tematicii expoziției a fost determinată, în principal, de interesul acordat de statul român dezvoltării acestor ramuri, de perspectiva deosebit de favorabilă a creșterii producției de utilaje, echipamente și materiale din sectoarele economice amintite. Ea este o consecință a contribuției pe care aceste sectoare o pot aduce la dezvoltarea exportului și importului românesc.

Pe această tematică, manifestarea a înmănușat produse din Cehoslovacia, Republica Federală Germania, Israel, Italia, Iugoslavia și Uniunea Sovietică (țări cu participări oficiale), precum și ale celor 28 de firme independente din Anglia, Austria, Belgia, Danemarca, Franța, Suedia, Ungaria, Republica Democrată Germană etc.

Ca țara gazdă, România a fost prezentă la ETAVA'73 cu produsele expuse de centralele industriale și firmele de comerț exterior din cadrul ministerelor industriei construcțiilor de

mașini grele, industriei chimice, ușoare, alimentare, agriculturii, economiei forestiere, materialelor de construcții etc.

Prezența României la ETAVA'73 a ilustrat în mod convingător dinamismul economiei noastre, succesele obținute în domeniile care fac obiectul acestei manifestări, realizări la nivelul tehnicii mondiale.

Printre principalele grupe de produse, la expozițiile cuprinse în ETAVA'73 au figurat instalații, mașini, utilaje și accesorii pentru industria alimentară, mașini și materiale pentru ambalaje și transportul produselor agroalimentare, ustensile și aparate pentru laboratoare de cercetări din aceste domenii, articole sportive pentru vinătoare și pescuit.

Organizatorii expoziției și-au propus să reunească în spațiul expozițional produse variate și de un înalt nivel tehnic în măsură să stimuleze interesul comercial al partenerilor și să contribuie la amplificarea cooperării economice și tehnico-științifice reciproce.

Și, pe bună dreptate, se poate afirma, în baza rezultatelor ce s-au înregistrat în timpul expoziției, a contractelor încheiate, a bilanțului făcut după închidere, că această manifestare expozițională și-a atins scopul.

Ing. Maria Constantin

România la ediția de toamnă a Tîrgului de la Leipzig — 1973

Tîrgul internațional de la Leipzig, ediția de toamnă, a avut loc între 2 și 9 septembrie 1973, avînd de data aceasta, pe lângă tradiționalul caracter de tîrg de bunuri destinate consumului și necesităților populației, și un caracter industrial.

Obiectul acestei ediții a Tîrgului internațional a fost larg extins, căpătînd un caracter complex de bunuri de consum și industriale, în domeniul construcțiilor de mașini pentru industria ușoară, prelucrarea lemnului, autoturisme și autocamioane, cum și utilaj chimic.

Ca și ediția de primăvară, ediția de toamnă a fost organizată pe principiul pavilioanelor specializate.

România a participat cu exponatele sale în câteva pavilioane specializate și pe un teren exterior de circa 200 mp.

Standurile Mașinoexport-import erau prezente în două hale, hala nr. 17 cu mașini pentru industria textilă și hala nr. 21 cu mașini pentru prelucrarea lemnului. România a fost singura țară socialistă care a expus mașini pentru prelucrarea lemnului.

În domeniul construcțiilor de mașini pentru industria ușoară, competiția a fost foarte mare. Au fost prezente în acest domeniu numeroase firme, atât din țările socialiste cît și din cele vestice, în special cu mașini destinate industriei confecțiilor, războaie automate pentru lină, pentru perdele, cum și mașini combinate.

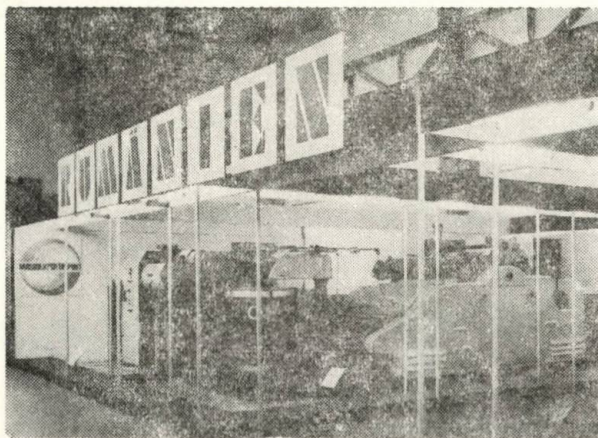


Fig. 1



Fig. 2

S-au finalizat discuțiile pentru semnarea unor contracte ferme pentru livrarea în 1974 în R.D.G. de autoutilitare și autocamioane basculante.

S-a semnat un contract ferm pentru autoturisme de teren și este cunoscut faptul că pentru autoturismele Dacia 1300 este în curs de derulare un contract important.

Prezentă și la această ediție a Tîrgului internațional de la Leipzig, industria constructoare de mașini din România a marcat din nou dezvoltarea crescîndă a relațiilor bilaterale reciproce și printr-o accentuată tendință de cooperare în producție, cu rezultate reciproc avantajoase.

România la Tîrgul internațional de construcții mecanice de la Brno 1973

Ediția din anul acesta a Tîrgului internațional de construcții mecanice de la Brno a avut un caracter jubiliar. S-au împlinit 15 ani de la prima ediție a acestei importante manifestări economice a R.S. Cehoslovace, manifestare care și-a câștigat un merit prestigiu internațional.

Pe o suprafață acoperită de 80 000 mp și tot atîta suprafață descoperită au fost prezentate standurile cu expozate a peste 1600 de firme.

România a participat în acest an la Tîrgul internațional de construcții de mașini de la Brno pentru a 15-a oară. Oferta industriei constructoare de mașini din țara noastră s-a prezentat într-un mod cu totul deosebit față de anii anteriori.

Pe o suprafață de expunere de peste 200 mp, de două ori mai mare ca în 1972, România a fost prezentă prin Mașinoexport-import, Electroexport-import, Electronum, Autotractor-Dacia, Mecanoexportimport și Industriaexport, întreprinderi de comerț exterior ale industriei românești constructoare de mașini. Ceea ce a constituit o atracție deosebită pentru toți vizitatorii a fost instalația de foraj F320-DA, expusă de Industriaexport, pe a cărei turlă înaltă de 60 m flutura tricolorul României, simbol al industriei noastre socialiste în continuă dezvoltare.

Electroexportimport a prezentat în acest an, în pavilionul destinat industriei electrotehnice, produse care interesau în special pe beneficiarii din R.S.C., specifice acestei piețe.

S-a remarcat un deosebit interes pentru:

- cabluri și conductoare electrice,
- electromotoare,
- transformatoare de putere,

pentru care s-au primit cereri importante cu livrarea în 1974—1975.

Comparîndu-se expozatele industriei electrotehnice din România cu cele din standurile similare ale altor țări și firme s-a apreciat că Electroexportimport a prezentat o gamă largă de produse, frumos executate și prezentate într-o formă atrăgătoare.

Cu participarea la această ediție, Electronum s-a prezentat pentru a doua oară în acest an la Tîrgul internațional de la Brno; la ediția de primăvară, cu produse destinate populației

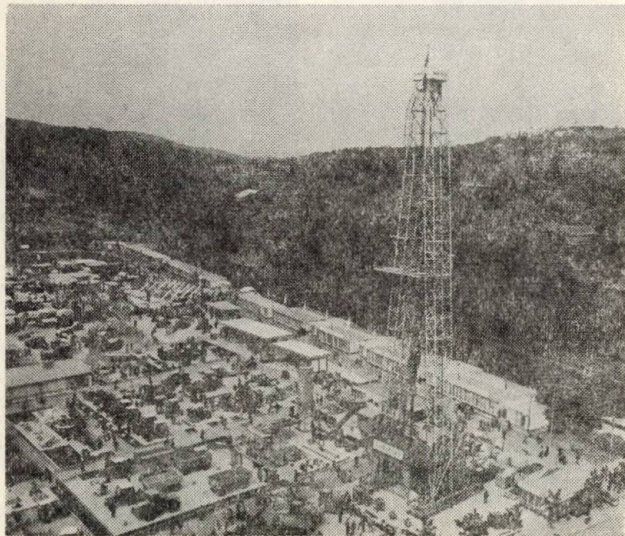


Fig. 1

Contactele prilejuite de această importantă manifestare economică internațională, discuțiile purtate de delegația guvernamentală română condusă de tov. ing. Mihai Florescu, ministrul industriei chimice, și tov. Marin Trăistaru, adjunct al ministrului comerțului exterior, cu Gunter Wischowski, ministrul industriei chimice și Horst Solle, ministrul comerțului exterior din R.D.G., pentru executarea prin cooperare în producție a unor instalații pentru industria chimică, atît pentru nevoile celor două țări cit și pentru terți, confirmă pentru ambele părți premisele unei colaborări din ce în ce mai rodnice.

Iosif Felea

(radio, televizoare etc.), iar acum cu produse tehnice din domeniul electrotehnicii, tehnicii de calcul și automatizării.

Au fost mult apreciate mașinile de calcul românești FELIX CE-164 și CE-125 T, din care s-au cerut cantități importante pentru livrare în 1974. De asemenea s-a cerut livrarea unor mari cantități de mașini de calculat electromecanice produse de Electro-Mureș.



Fig. 2

S-au primit și numeroase cereri pentru lămpi cu incandescență, tuburi cinescop, lămpi electronice și semiconductoare aparataj de joasă tensiune, aparate de măsură electronice industriale din producția întreprinderii românești FEMI.

În pavilionul M, Mecanoexport a expus motorul Diesel de 120 CP al uzinelor Timpuri Noi, piese și subansamble ale motoarelor MB produse de Uzinele 23 August, o gamă de compresoare și electrocompresoare (TN), iar pe terenurile exterioare de expunere aceeași întreprindere a fost prezentă cu expozatele industriei românești de material rulant.

Pentru prima oară, alături de expozatele marilor producători Ford, Honda, Mercedes, SAAB, Chrysler, Renault, Citroen, Fiat, BMW, Blumhardt ș.a., s-au remarcat și au atras atenția vizitatorilor autocamioanele, autoutilitarele și autoturismele românești. Noile tipuri de autocamioane cu motoare Diesel ROMAN de mare capacitate, autoutilitarele din seria TV-12, autoturismul BREAK-Dacia 1300, autoturismele de teren ARO-240 și ARO-M473 au interesat în mod deosebit atît pe specialiști cit și marele public.

Bogata participare a industriei constructoare de mașini din România la această ediție a Tîrgului internațional de la Brno a fost elogios apreciată de către conducerea de partid și de stat precum și de către cadrele din economia Republicii Socialiste Cehoslovace, ea încadrîndu-se în politica consecventă a României de dezvoltare a legăturilor economice cu țările socialiste.

Participarea noastră la această ediție s-a încheiat și cu bune rezultate comerciale, care au întrecut cu mult pe cele din anii anteriori. În afară de contractele ferme semnate în cele 10 zile cit a funcționat, ediția din această toamnă a Tîrgului internațional de la Brno a însemnat un real succes pentru întreprinderile noastre de comerț exterior participante, cu perspective din cele mai bune pentru creșterea cantitativă a schimburilor comerciale dintre R. S. România și R. S. Cehoslovacă precum și cu alte țări în domeniul construcțiilor de mașini, electrotehnicii și automaticii.

Iosif Felea

Noutăţi în domeniul electronicii şi automaticii prezentate la cea de a 15-a ediţie a Tîrgului internaţional de la Brno 1973

Cea de a 15-a ediţie a Tîrgului internaţional de construcţii mecanice de la Brno, care a avut loc în luna septembrie 1973, a prilejuit organizarea unor noi posibilităţi de confruntare a calităţii tehnice, funcţionale şi estetice a produselor fabricate şi prezentate de exponanţi din lumea întreagă.

Un loc de seamă printre produsele prezentate la tîrg l-au ocupat exponatele întreprinderilor şi firmelor producătoare de maşini, echipamente şi instalaţii electronice şi de automatizare din Republica Socialistă Cehoslovacă. În cele ce urmează se vor prezenta unele produse din acest domeniu expuse la tîrg.

Întreprinderea ARITMA din Praga a prezentat analizorul diferenţial tranzistorizat tip MEDA 42 TA.

Acest aparat este unul dintre noile tipuri de analizoare diferenţiale neliniare, destinat atât pentru calcule analogice, cât şi pentru metode de calcul iterativ cu comandă asincronă a integratoarelor.

Concepţia tehnică a maşinii analogice de calcul MEDA 42 TA (fig. 1) este bazată pe schema de principiu a calculatoarelor de tip MEDA T, de care se deosebeşte prin următoarele:

- aplicarea unor amplificatoare operative noi de tip TZP-7, echipate cu modulator cu semiconductoare şi cu sursă proprie de tensiuni dreptunghiulare;
- folosirea unor potenţiometre miniaturizate spirale, cu 10 spire, protejate de suprasarcină la curent;
- un mare număr de blocuri hibride de calcul;
- un sistem de alimentare foarte simplu;
- un mare număr de accesorii.

Analizoarele diferenţiale tranzistorizate tip MEDA 42 TA sînt echipate cu blocuri şi contururi de calcul liniare şi neliniare analogice de mare precizie, care, împreună cu calculele analogice singulare şi repetate (cu frecvenţa de repetare pînă la 50 Hz), permit şi efectuarea de calcule iterative. Sistemul agregat original al maşinii MEDA 42 TA garantează aplicabilitatea ei pentru rezolvarea celor mai variate probleme

din toate domeniile ştiinţei şi tehnicii. Principalele date tehnice care caracterizează acest tip de maşină constau în:

Elemente analogice liniare de calcul

- amplificatoare operative TZP-7, 30;
- impedanţe libere pentru programare, 121;
- contururi RC pentru integrare cu timpi consecutivi de 1 s şi 5 μ s, 12;
- potenţiometre spirale cu 10 spire, fără scală (cu siguranţă) 30;
- potenţiometre spirale cu cinci spire, cu scală (0-1000 diviziuni), 8.

Elemente analogice neliniare de calcul

- blocuri diode, 20;
- blocuri pentru ridicări la pătrat tip TDQ din componenţa dispozitivelor de înmulţit cu diode (un bloc conţine patru ridicătoare la pătrat), 2;
- convertor reglabil funcţional cu diode tip TFM-1, 1.

Elemente hibride de calcul

- amplificatoare comparatoare cu releu tip TZK-2, 4.

Metode de acţionare

- acţionare singulară cu timp maxim de integrare, 200 s;
- acţionare repetată comandată de o sursă internă de semnale pentru comandă cu frecvenţă fixă de 16 2/3 Hz;
- acţionare iterativă conformă problemei programate.

Tensiunea de calcul, ± 10 V.

Erori de calcul

- la operaţiile liniare de bază (principale), 0,2 %;
- la operaţiile liniare şi neliniare, în funcţie de tipul problemei.

Elementele de calcul amintite mai sus fac parte din aşamita maşină de calcul standardizată MEDA 42 TA. La cerere se pot livra maşini avînd blocurile de calcul cu echipamentul solicitat de beneficiar, în care scop întreprinderea

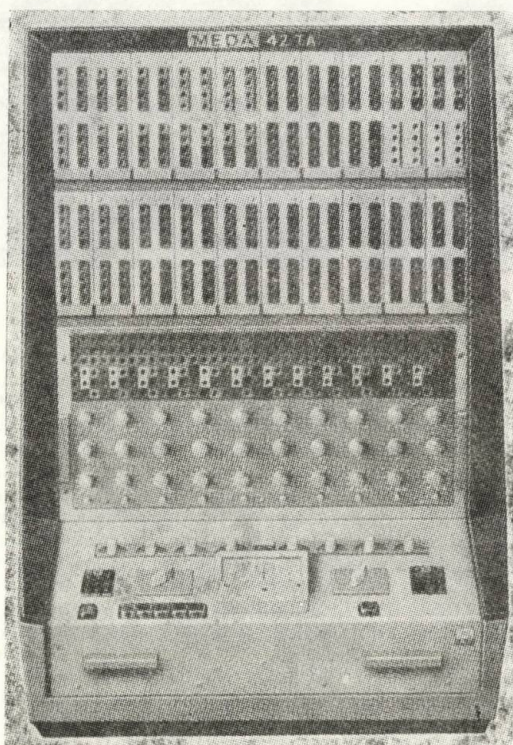


Fig. 1



Fig. 2

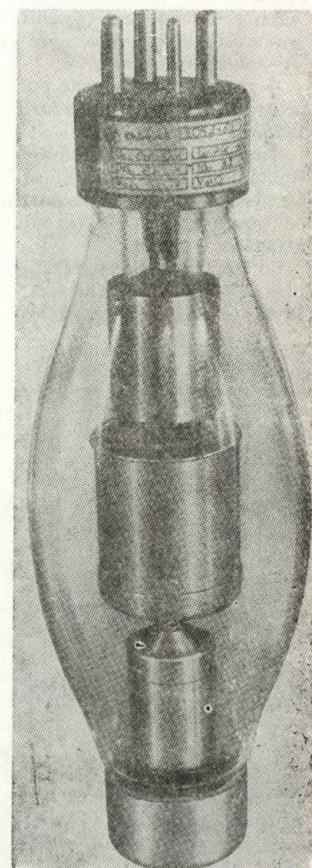


Fig. 3

Aritma fabrică diverse tipuri de blocuri modul, care pot fi folosite pentru lărgirea gamei de posibilități de calcul. Pentru rezolvarea unor calcule și probleme complexe cu un singur program, se folosește metoda conectării în paralel a mai multor mașini analogice de calcul tip MEDA 42 TA. Cel mai eficient este procedeul conectării mașinii MEDA 42 la sistemul hibrid MEDA 41 TC, realizându-se un sistem analogic hibrid de calcul. Componentele hibride de tip MEDA 41 TC dețin un sistem lărgit de logică paralelă, un sistem de surse cronometrice pentru comanda calculelor, integratoare hibride, dispozitive analogice de memorat, comutatoare, comparatoare electronice cu acțiune rapidă etc. Aceste componente pot fi conectate la mașina numerică de calcul cu ajutorul dispozitivului SPOZA-2. Sistemul de calcul format în acest fel realizează o mare viteză de funcționare a dispozitivului de calcul analogic paralel cu universalitate, precizie și mare capacitate de memorare.

Firma CHIRANA a prezentat la tirg o serie de lămpi și tuburi electronice cu aplicații în tehnică și medicină, din care vom prezenta pe cele mai noi.

Tub roentgen cu anod fix pentru diagnoză obișnuită tip DOS

Acest tub electronic este fabricat pentru aparatele roentgen cu cameră. Tubul funcționează în baie de ulei. Anodul de cupru este, din punct de vedere constructiv, în corp comun cu capul protector pentru înlăturarea radiațiilor. În corpul anodului este introdusă plăcuța de wolfram a anticatodului (fig. 2).

Lampă releu pentru tensiune foarte înaltă tip EOS 2

Lampa releu EOS 2 este o tetrodă fabricată în scopul conectării și reglării tensiunilor foarte înalte. Tubul acestei lămpi electronice este realizat din sticlă borosilicatică refractară, echipată cu capete protectoare din metal în care sînt fixate bornele. Electrozii sînt dispuși cilindric; anodul are, de asemenea, forma cilindrică, iar catodul este în formă de spirală din sîrmă de wolfram (fig. 3).

Lampa electronică EOS 2 funcționează în baie de ulei izolată. Datele tehnice ale lămpii: tensiunea anodică, 140 kV max.; curentul, 800 mA; disipația maximă, 1s-7 kW, 5s-2,5 kW; incandescență 6,5 V 8A; greutatea, 1 kg.

Dioda redresoare de înaltă tensiune VTB

Ventilul Chirana VTB este o lampă electronică redresoare pentru generatoarele de curent continuu de înaltă tensiune, destinată în principal pentru aparatura roentgen. Tubul ventilului este din sticlă bor-siliciu refractară, cu capetele metalice de protecție pentru cuplare.

Dispunerea electrozilor este în plan, catodul cu fir incandescent din aliaj de wolfram-toriu introdus în interiorul carcasei cilindrice. Această lampă este fabricată pentru a funcționa în baie de ulei izolată.

Acestea constituie numai o parte din exponatele electronice cehoslovace, care, împreună cu celelalte manifestări tehnice și științifice, au facilitat intensificarea colaborării și schimbului de experiență între participanții la tirg.

Greta Andrei



In the Romanian Market there is a powerful competition between foreign firms wishing to sell their goods.

DO YOU WISH TO SELL IN ROMANIA?

Then in the first place, INFORM the people that make the very proposals for the import plans

— THE END—USERS—of the import products!

HOW? WHEN? BY WHICH MEANS? IN WHICH FORMS?

PUBLICOM

Romanian International Advertising Agency • Bucharest • 22, N. Bălcescu Blvd. • Cables: PUBLICOM, Telex 374, Telephone: 139883

s an agency specialized in the problems of the Romanian market, which by examining your offer can recommend you and execute for you the most efficient advertising under the specific conditions in the Romanian market.

- staging of specialized and branch exhibition followed or not by technical demonstration.
- organization of technical lectures with or without display of samples, film shows and projection of slides, studies of offers and selection of end-users, invitation to conference and lectures.
- interpreters and demonstrations.
- printing of catalogues, prospectuses, folders, leaflets posters, offers and invitations etc.
- translation and duplication of texts
- publicity in Romanian dailies and periodicals the specialized press included.
- publicity over the radio and television services and through the cinema.
- business cocktail parties
- photo publicity services
- billposting and boardposting in the streets, stadiums, sports halls, airports and public vehicles, in health and holiday resorts.
- illuminated signs

PUBLICOM — your publicity counsellor in the Romanian market.

C O N T E N T S

DC 621.373.42

Dragomirescu O. and Solomon A. :

A 10 Hz — 10 MHz frequency oscillator.

Automatica și Electronica 18, n. 1, jan—febr 1974, p. 1—5

The authors present a sinusoidal or square-wave oscillator of variable frequency (sinusoidal regime up to 10 MHz) based on a Wien bridge oscillator linked with an automatic amplitude control device.

DC 681.3.048 : 621—52

Popescu Gr. and Nisipeanu N. :

Alphanumeric character display devices.

Automatica și Electronica 18, nr. 1, jan—febr 1974, p. 6—13

In addition to a description of the main methods of alphanumeric character display, the authors provide several control diagram solutions.

DC 681.3.06 : 621—52

Dumitrache I., Atodiroaie M. and Dumitriu S. :

Analysis and synthesis algorithm for automatic control systems with feedback according to the state.

Automatica și Electronica 18, nr. 1, jan—febr 1974, p. 13—24

The paper deals with the elaboration of a calculation algorithm (designing) of automatic single input single output control systems with feedback achieved according to the state.

DC 681.32.004 : 519.2

Farkas Gh. :

Use of statistical models in studying the operating conditions of numeric computers.

Automatica și Electronica 18, nr. 1, jan—febr 1974, p. 21—25

Statistical analysis of the loading degree of the central unit of a multi-programming computer (two programmes) as a function of the priorities systems, based on a Poisson-type model.

DC 681.3—52

Georgescu E. :

The use of reconnaissance and automatic instruction in technical control systems.

Automatica și Electronica 18, nr. 1, jan—febr 1974, p. 26—30

The author presents the theoretical bases of the self-instructible controllers, classifying the instructible systems, coding the control conditions.

DC 681.325.59

Caușil I. :

Cellular square root extraction networks.

Automatica și Electronica 18, nr. 1, jan—febr 1974, p. 31—34

The paper describes two methods of square root extraction based on cellular networks; the author deduces the cell diagrams and evaluates the performances of the networks.

DC 512.83 : 681.32.957

Stoica Anca and Stoica P. :

A matrix inversion method used in resolving Wiener-Hopf equation.

Automatica și Electronica 18, nr. 1, jan—febr 1974, p. 34—38

The paper deals with some automatic system calculus problems, using numeric computers.

Romanian industrial achievements	39—43
Scientific and technical events	44—47

S O M M A I R E

CD 621.373.42

Dragomirescu O. et Solomon A. :

Générateur de signal 10 Hz—10 MHz.

Automatica și Electronica 18, no. 1, jan.—févr. 1974, p. 1—5

On présente un générateur de signaux sinusoïdaux ou quadrangulaires de fréquence variable (en régime sinusoïdal jusqu'à 10 MHz), basé sur un oscillateur à pont Wien suivi d'un dispositif de réglage automatique de l'amplitude.

CD 681.3.048 : 621—52

Popescu Gr. et Nisipeanu N. :

Dispositif d'affichage des caractères alpha-numériques.

Automatica și Electronica 18, no. 1, jan.—févr. 1974, p. 6—13

Outre la description des méthodes principales d'affichage des caractères alpha-numériques, on donne aussi quelques solutions de schémas de commande.

CD 681.3.06 : 621—52

Dumitrache I., Atodiroaie M. et Dumitriu S. :

Algorithme pour l'analyse et la synthèse des systèmes automatiques à réaction selon l'état.

Automatica și Electronica 18, no. 1, jan.—févr. 1974, p. 13—21

Dans l'article on traite de l'élaboration d'un algorithme de calcul (élaboration des projets) des systèmes de réglage automatique avec une entrée et une sortie, à réaction réalisée selon l'état.

CD 681.32.004 : 519.2

Farkas Gh. :

L'utilisation des modèles statistiques pour l'étude des régimes d'exploitation des calculateurs numériques.

Automatica și Electronica 18, no. 1, jan.—févr. 1974, p. 21—25

L'analyse statistique du degré de chargement de l'unité centrale d'un ordinateur à multi-programmes (deux programmes), en rapport avec le système de priorités, basée sur un modèle du type Poisson.

CD 681.3—52

Georgescu E. :

L'utilisation des méthodes de reconnaissance et d'instruction automatique pour le réglage des processus techniques.

Automatica și Electronica 18, no. 1, jan.—févr. 1974, p. 26—30

On présente les bases théoriques des régulateurs auto-instruibles ; on fait la classification des systèmes instruibles et on codifie les situations de réglage.

CD 681.325.59

Caușil I. :

Réseaux cellulaires pour l'extraction de la racine carrée.

Automatica și Electronica 18, no. 1, jan.—févr. 1974, p. 31—34

On décrit deux méthodes d'extraction de la racine carrée, méthodes qui utilisent des réseaux cellulaires ; on déduit les schémas des cellules et on évalue les performances des réseaux.

CD 512.83 : 681.32.057

Stoica Anca et Stoica P. :

Une méthode pour l'inversion des matrices, utilisée pour résoudre l'équation Wiener-Hopf.

Automatica și Electronica 18, no. 1, jan.—févr. 1974, p. 34—38

L'article se réfère à certains problèmes de calcul du système automatique, en utilisant le ordinateur numérique.

Réalisations de l'industrie roumaine	39—43
Manifestations scientifiques et techniques	44—47

ABONATI-VĂ

la revistele:

**CONSTRUCTIA
DE MASINI**

ELECTROTEHNICA

**AUTOMATICA
SI
ELECTRONICA**

Piața comercială mondială Leipzig

Tîrgurile din Leipzig aduc beneficii. Peste 9 000 expozanți din 60 de țări oferă mărfuri de investiții și consum.

Peste 20 de țări expun mașini-unelte.

Oferta reprezintă nivelul cel mai ridicat în ceea ce privește productivitatea, procedeele și precizia. În centrul atenției se află programul de export al Republicii Democrate Germane.

Mașini speciale pentru probleme speciale în lăuntrul proceselor de fabricație complexe sînt expuse pentru prima oară într-o grupă de specialitate proprie.

Congresul științific „Mașini și tehnologii productive pentru raționalizarea prelucrării metalului” oferă informații vaste.

Perfecțiunea în prelucrarea metalului — o puteți studia la Leipzig!

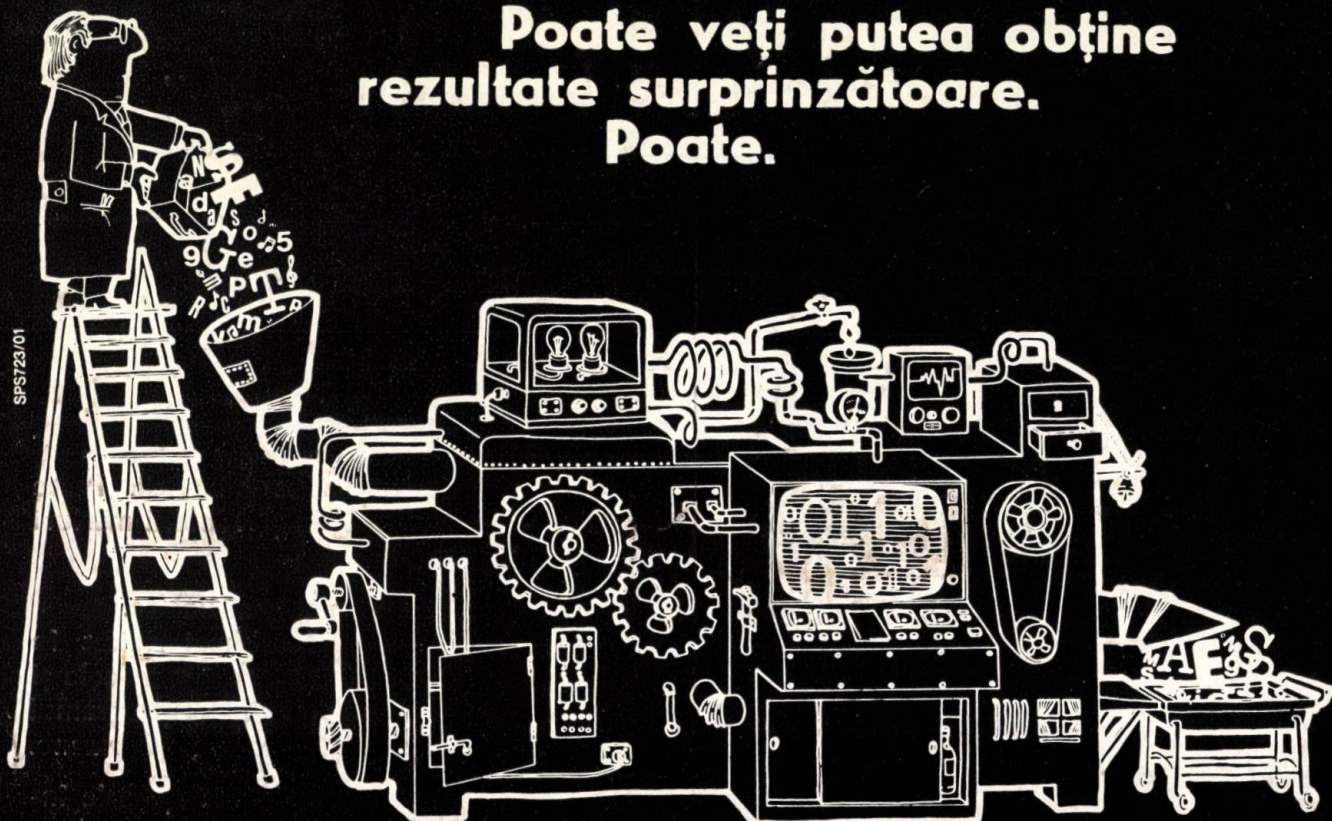
Informații de călătorie și legitimații pentru Tîrg le obțineți prin O.N.T. CARPAȚI sau prin Secția de politică comercială de pe lângă Ambasada RDG în RSR, Calea Dorobanților 14, București.



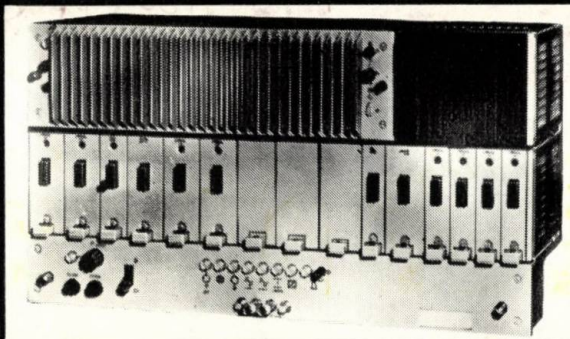
**Tîrgul din Leipzig
Republica Democrată
Germană
10—17.3.1974**

PUBLICOM

**Poate veți putea obține
rezultate surprinzătoare.
Poate.**



PCM 120MS



Noi nu oferim incertitudini ci un sistem proiectat și construit conform cu orientarea celei mai moderne tehnici, în măsură să satisfacă exigențele de serviciu cele mai avansate ca:

- * transmisiunea datelor cu foarte mare viteză
- * transmisiunea de canale videotelefonice
- * transmisiunea programelor muzicale stereofonice Hi-Fi

Sistem de transmisiune pe cabluri de 120 de canale fonice care utilizează tehnica conexiunii multiple sincrone pentru

a uni bit cu bit 4 grupe primare de 30 de canale modulate cu codul cu impuls.

- * viteza de transmisiune: 8,448 Mbit/s
- * lungimea legăturilor: 80 km
- * câștigul regeneratoarelor: 80 dB (10.000 ori)

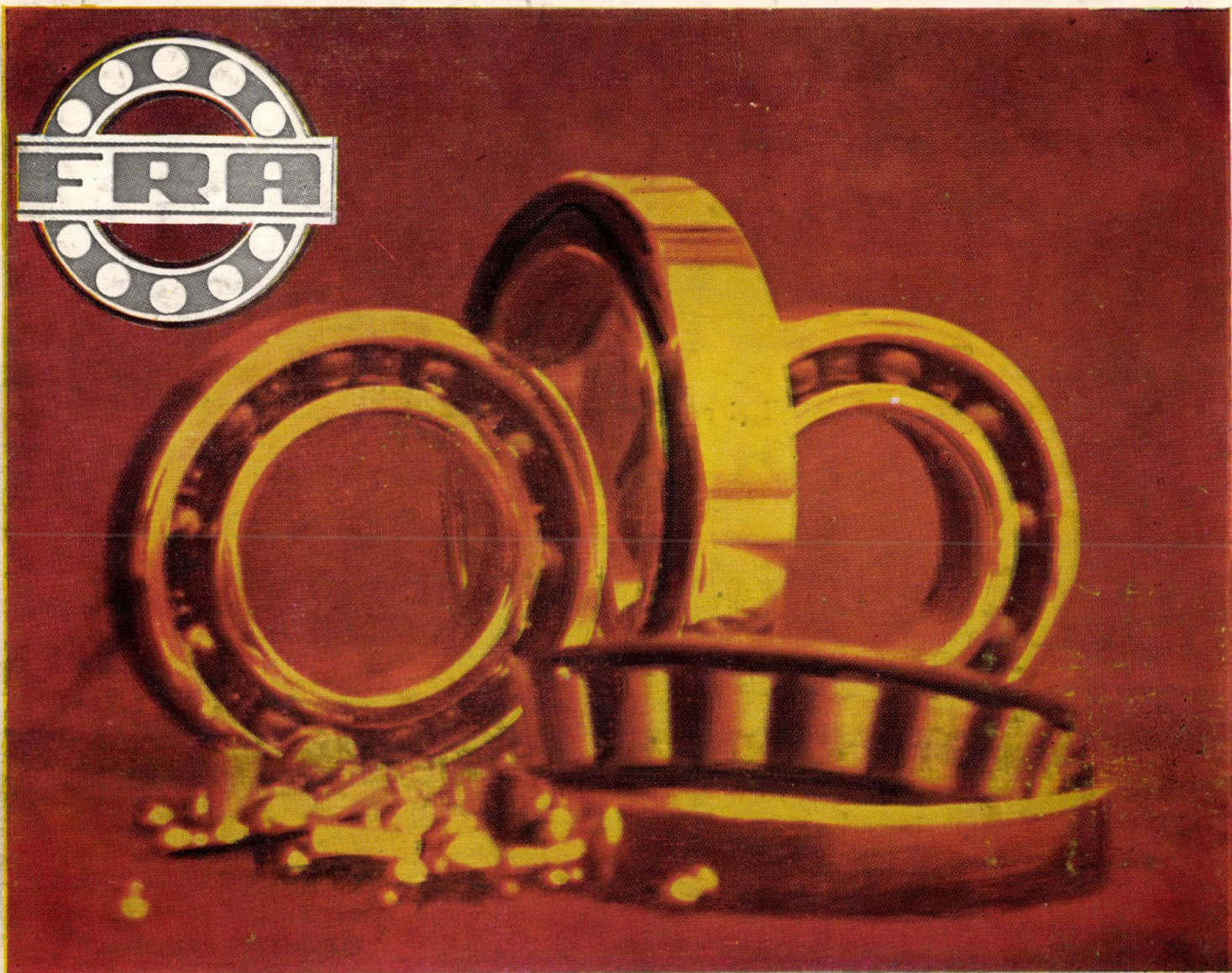


**ITALTEL - SOCIETÀ'
ITALIANA TELECOMUNICAZIONI s.p.a.**

20149 Milano (Italia) ● 12, Piaz.le Zavattari ● tel. 43.88.1



INTREPRINDEREA DE RULMENTI - ALEXANDRIA



RULMENTI

DE CALITATE SUPERIOARA

RADIALI CU BILE PE UN SINGUR RÎND

- CU CAPAC DE ETANȘARE RS ȘI 2RS
- CU CAPAC DE PROTECȚIE Z ȘI 2Z
- PENTRU MOTOARELE ELECTRICE EL P6
- CU CANAL PENTRU INEL DE OPIRE N

RADIALI AXIALI CU ROLE CONICE

- CU CONSTRUCȚIE INTERIOARĂ ÎNTĂRITĂ A



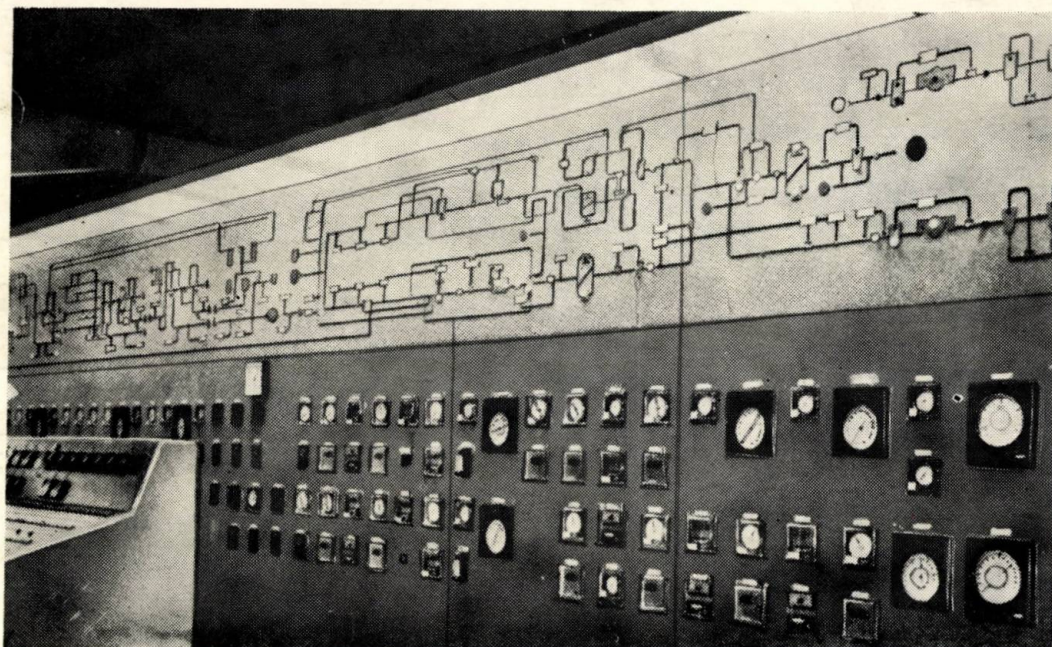
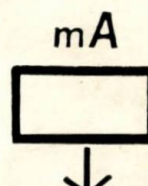
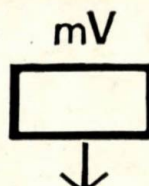
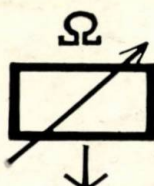
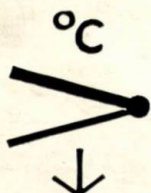
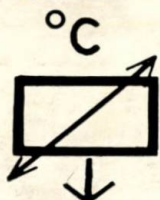
ÎNȚEPRINDEREA MONTAJ INSTALAȚII AUTOMATIZARE

IMIA

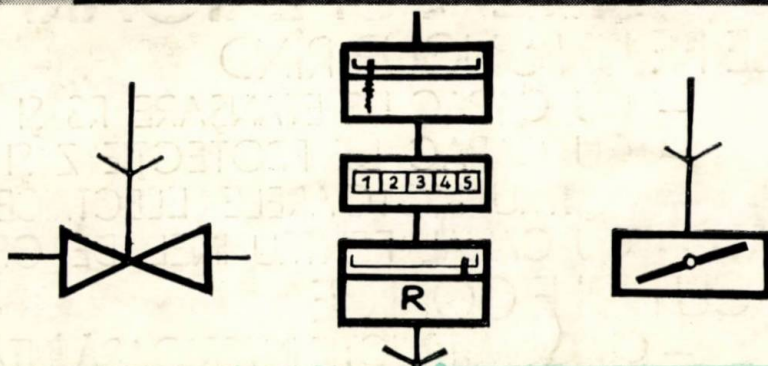
*execută lucrări de montaj
și punere
în funcțiune la:*

Automatizări complexe
Acționări electrice
Comutație secundară în stații și centrale
electrice

Instalații electrice de forță
Instalații de telecomandă și tele-
semnalizări
Instalații A.M.C.



1974 MAR 15

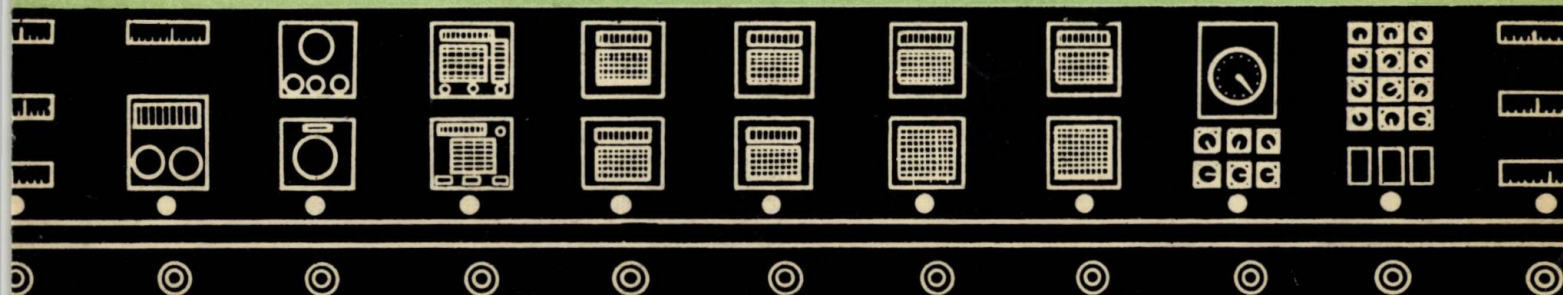


E 2551

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICĂ

2

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA ● BUCUREȘTI ● VOLUMUL 18 ● Nr. 2 ● MARTIE — APRILIE 1974



INTREPRINDEREA DE APARATE ELECTRONICE DE MĂSURĂ ȘI INDUSTRIALE BUCUREȘTI



RADIO-TELEFON PORTABIL

- Tranzistorizat • Consum scăzut al bateriei • Protejat la ploaie și praf • Rezistent la variații mari de temperatură • Poate fi manipulat cu mănuși • Comutare emisie-recepție electronică • Ușor de întreținut • Simplu și robust în construcție • Siguranță mare în funcționare

ȘOSEAUA FABRICA DE GLUCOZĂ NR. 9-11, SECTOR 2

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICĂ

18 (1974), nr. 2, martie — aprilie, p. 49 — 92

C U P R I N S

CZ 681.327

Martin G. și Maschek C. :

Monitor pentru calculator de capacitate mică.

Automatica și Electronica 18, nr. 2, mart-april 1974, p. 49—55

Lucrarea cuprinde o prezentare condensată a caracteristicilor unui monitor destinat unui calculator de capacitate mică din generația a III-a, FELIX C—32.

CZ 681.327.06

Mocică Maria și Căruțașu I. :

Sistemul de gestiune a fișierelor pentru calculatoare de capacitate mică.

Automatica și Electronica 18, nr. 2, mart-april 1974, p. 56—59

Realizarea calculatoarelor electronice de capacitate mică FELIX C—32 a impus realizarea unui software corespunzător, în componența căruia intră și sistemul de gestiune descris de autori.

CZ 681.3.06

Macarie P. :

TTPL — limbaj de time-sharing.

Automatica și Electronica 18, nr. 2, mart-april 1974, p. 59—65

Articolul prezintă limbajul de programare TTPL (versiune a limbajului APL) pentru utilizatorii calculatoarelor FELIX, limbaj implementat în sistemul de operare SIRIS 2R.

CZ 62—50 : 681.335.7

Nitu C. :

Metodă pentru derivarea semnalelor lent variabile în timp.

Automatica și Electronica 18, nr. 2, mart-april 1974, p. 66—69

În instalațiile de automatizare se folosește adeseori modularea în durată a impulsurilor. Este necesar în unele cazuri ca durata impulsurilor să fie nu numai proporțională cu semnalul modulat ci să depindă și de prima derivată a acestuia. Pentru semnalele lent variabile în timp, autorul prezintă o metodă de obținere a derivatei.

CZ 62—52

Georgescu E. :

Sisteme instruibile de reglare automată

Automatica și Electronica 18, nr. 2, mart-april 1974, p. 70—74

Se descriu sistemele de reglare automată capabile să-și îmbunătățească funcționarea pe baza experienței proprii.

CZ 621.389 : 612.17

Neagoe V. E. și Neagu C. :

Electrostimulator cu programare.

Automatica și Electronica 18, nr. 2, mart-april 1974, p. 74—81

Prezentarea unui aparat și a premiselor tehnice și fiziologice de la care s-a pornit.

CZ 62—50

Russ I. :

Aplicații ale teoriei sensibilității la studiul sistemelor automate.

Automatica și Electronica 18, nr. 2, mart-april 1974, p. 82—87

Se arată o posibilitate de alegere optimă a valorilor de acordare în domeniul performanțelor îndeplinite, în sensul că variații ale parametrilor față de valorile inițiale, de calcul, mențin sistemul în zona performanțelor impuse.

REALIZĂRI ALE INDUSTRIEI ROMÂNEȘTI	87—89
NOI MATERIALE DOCUMENTARE	90—92
MANIFESTĂRI ȘTIINȚIFICE ȘI TEHNICE	92

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil; conf. dr. ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct; ing. M. SÎRBU — director I.P.A.; ing. I. BĂTRÎNA; prof. dr. ing. S. CĂLIN; dr. ing. E. DEATCU; dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; ing. D. DAMSKER; ing. I. FELEA; ing. A. MILEA; ing. N. MIREA; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. R. STERE; ing. GH. ȘTEFĂNESCU; dr. ing. I. TEODORESCU; ing. V. ZERCICOV.

Revista „AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA”, organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini-Unelte și Electrotehnicii și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, sub îndrumarea științifică a Institutului de cercetări și proiectări automatizări, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I. C.M.G., cu sediul în București, Calea Victoriei 133, sector 1. Telefon director: 50.23.25. Redacția: București, str. Mândinești, nr. 3, sector 4, telefon secretar general de redacție: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare-comenzi-difuzare, telefon: 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Sector 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația”, București, str. Brezoianu, nr. 23 — 25.

Taxele poștale plătite în numerar pe anul 1974 conform aprobării DGPTc nr. 137/5988.



СОДЕРЖАНИЕ

ДК 681.327

Мартин, Г. и Машек, К.:

Монитор для маломощной вычислительной машины.

Automatica și Electronica 18, № 2, март-апрель 1974, стр. 49—55

Работа содержит краткое представление характеристик монитора, предназначенного для маломощной вычислительной машины, типа III, Феликс К—32.

ДК 681.327.06

Мочикэ Мария и Кэруцашу, И.:

Система отчётности карточек для маломощных вычислительных приборов.

Automatica și Electronica 18, № 2, март-апрель 1974, стр. 56—59

Осуществление маломощных электронных вычислительных приборов Феликс К—32 вызвало необходимость осуществления соответствующего software, в состав которого входит также система отчётности, описанная авторами.

ДК 681.3.06

Макарие, П.:

TTPL-язык time-sharing

Automatica și Electronica 18, № 2, март-апрель 1974, стр. 59—65

В статье описывается язык программирования TTPL (версия языка APL) для вычислительных устройств Феликс, язык, включённых в операционную систему SIRIS 2R.

ДК 62—50 : 681.335.7

Ниту, К.:

Метод отвода сигналов медленно меняющихся во времени.

Automatica și Electronica 18, № 2, март-апрель 1974, стр. 66—69

В автоматических установках часто применяется моделирование импульсов во времени. В некоторых случаях необходимо, чтобы продолжительность импульсов не только была пропорциональна моделированным сигналам, но также должна зависеть от его первого отвлечения. Для сигналов медленно изменяющихся во времени, автор предлагает метод получения отвода.

ДК 62—52

Джорджеску, Е.:

Системы автоматического регулирования

Automatica și Electronica 18, № 2, март-апрель 1974, стр. 70—74

Описываются системы автоматического регулирования с возможностью улучшения работы на основе собственного опыта.

ДК 261.389 : 612.17

Нъгое, В. Е. и Нягу, К.:

Электростимулятор с программированием.

Automatica și Electronica 18, № 2, март-апрель 1974, стр. 74—81

Дается описание прибора, а также технических и физиологических предпосылок, положенных в его основу.

ДК 62—50

Русс, И.:

Применение теории чувствительности при исследовании автоматических систем.

Automatica și Electronica 18, № 2, март-апрель 1974, стр. 82—87

Показана возможность оптимального выбора значений в области достигнутых показателей таким образом, чтобы изменения параметров по сравнению с начальными расчетными значениями поддерживали систему в зоне заданных показателей.

Достижения румынской промышленности 87—89

Новые документальные материалы 90—92

Научные и технические новости 92

INHALTSVERZEICHNIS

DK 681.327

Martin G. und Maschek C. :

Monitor für Kleinleistungsrechner.

Automatica și Electronica 18, Nr. 2, März — April 1974, S. 49—55

Die Arbeit umfasst eine kurzgefasste Darlegung der Eigenschaften eines für einen Kleinleistungsrechner der III-ten Generation Typ FELIX C—32 bestimmten Monitors.

DK 681.327.06

Mocică Maria und Căruțașu I. :

Gestionssystem der Karteien für Kleinleistungsrechner.

Automatica și Electronica 18, Nr. 2, März-April 1974, S. 56—59

Die Verwirklichung der elektronischen FELIX C—32 — Kleinleistungsrechner hat die Verwirklichung einer entsprechenden Software erfordert, deren Zusammenstellung auch das vom Verfasser beschriebenes Gestionssystem einschließt.

DK 681.06

Macarie P. :

TTPL — Time-sharing-Sprache

Automatica și Electronica 18, Nr. 2, März — April 1974, S. 59—65

Der Aufsatz beschreibt die TTPL-Programmierungssprache (Version der APL-Sprache) für die Benutzer der FELIX-Rechner, Sprache die im SIRIS 2R — Operationssystem benutzt wird.

DK 62—50 : 681.335.7

Nitu C. :

Methode für Ableiten der zeitlich langsam veränderbaren Signale.

Automatica și Electronica 18, Nr. 2, März — April 1974, S. 66—69

In den Automatisierungsanlagen wird häufig die Zeitmodulation der Impulse benutzt. In manche Fälle ist es nötig dass die Dauer der Impulse nicht nur proportional dem modulierten Signal sein soll sondern dass sie auch von seiner ersten Ableitung abhängen soll. Für die zeitlich langsam veränderbaren Signale der Verfasser legt eine Methode für die Ermittlung der Ableitung vor.

DK 62—52

Georgescu E. :

Ausbildbare selbsttätige Regelungssysteme.

Automatica și Electronica 18, Nr. 2, März-April 1974, S. 70—74

Die selbsttätige Regelungssysteme die fähig sind ihren Betrieb auf Grund eigener Erfahrung zu verbessern, werden beschrieben.

DK 621.389 : 612.17

Neagoe V. E. und Neagu C. :

Elektrostimulator mit Programmierung.

Automatica și Electronica 18, Nr. 2, März-April 1974, S. 74—81

Die Darlegung eines Geräts sowie der technischen und physiologischen Voraussetzungen von denen ausgegangen wurde.

DK 62—50

Russ I. :

Anwendungen der Empfindlichkeitstheorie beim Studium der automatischen Systeme.

Automatica și Electronica 18, Nr. 2, März — April 1974, S. 82—87

Es wird eine optimale Auswahlmöglichkeit der Abstimmwerte im Gebiet der erfüllten Leistungen gezeigt, in Sinne dass die Veränderungen der Parameter angesichts der Berechnungsanfangswerte erhalten das System im Bereich der vorgeschriebenen Leistungen aufrecht.

VERWIRKLICHUNGEN DER RUMÄNISCHEN INDUSTRIE

87—89

NEUE DOKUMENTARMATERIALIEN

90—92

WISSENSCHAFTLICHE UND TECHNISCHE EREIGNISSE

92

AUTOMATICA și ELECTRONICA

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ,
ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI—UNELTE ȘI ELECTROTEHNICHI
ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

INDRUMAREA ȘTIINȚIFICĂ: INSTITUTUL DE CERCETĂRI ȘI PROIECTĂRI AUTOMATIZĂRI

EDITOR: OFICIUL DE DOCUMENTARE ȘI PUBLICAȚII TEHNICE AL M.I.C.M.G.

Vol. XVIII (pag. 49—92)

nr. 2 martie — aprilie

București, 1974

GABRIEL MARTIN și CORNELIU MASCHEK*

Monitor pentru calculator de capacitate mică

Lucrarea de față prezintă caracteristicile monitorului realizat pentru calculatorul de capacitate mică din generația a treia FELIX C-32 (realizat la Institutul pentru tehnica de calcul — ITC).

Monitorul permite utilizarea acestui calculator în probleme de gestiune, în conducerea proceselor tehnologice și în calcule tehnico-științifice.

Configurația generală a calculatorului FELIX C-32 este următoarea:

- o unitate de comandă capabilă să recunoască și să execute 44 de instrucțiuni, din care opt privilegiate; unitatea de comandă în versiune standard cuprinde unitatea de tratare logică și aritmetică, circuite pentru tratarea întreruperilor și derutărilor standard, registrele de stare program, panoul de comandă; opțional, unitatea de comandă mai cuprinde circuite pentru tratarea întreruperilor (interne și externe), orologiul de numărare, legătura programată;

- o unitate de memorie cu o capacitate de memorare de 32 kocteți, extensibilă la 64 kocteți; memoria este prevăzută cu dispozitiv de protecție a memoriei, unitatea protejată fiind pagina (2048 octeți);

- o unitate de schimburi multiplexată;
- mașină de scris tip consolă;
- lector cartele: 300 cartele/min;
- imprimantă: 135 linii/min;
- două discuri magnetice DIAM cu pile amovibile compuse din șase discuri cu capacitatea de 7,2 Mocteți;

- opțional, pentru varianta de proces a calculatorului, sînt prevăzute dispozitive specializate de cuplare la proces pentru intrări/ieșiri numerice și analogice (realizate la Institutul de cercetări și proiectări automatizări — IPA).

I. Interfața monitor/utilizator

Monitorul este un program sub controlul căruia se desfășoară activitatea calculatorului;

* Mat. G. Martin și ing. C. Maschek sînt cercetători științifici principali la Institutul pentru tehnica de calcul — ITC.

el are scopul de a simplifica și optimiza folosirea acestuia printr-un control permanent al utilizării memoriei, unității centrale, perifericelor etc., furnizînd anumite funcții ce dau posibilitatea programatorului ca, cu minimum de efort, să realizeze schimburi de informații cu perifericele, încărcări de segmente, programe în timp real, înlănțuiri de faze etc.

El cuprinde patru componente mari:

- monitorul central;
- supervisorul de intrare/ieșire;
- job controlul;
- sistemul de gestiune a fișierelor.

Interfața monitor/utilizator se realizează prin macroinstrucțiuni sau cartele de comandă înserate de utilizator în programul său.

Monitorul central, prin macroinstrucțiunile citate în paranteze, tratează sfîrșiturile de programe (TERM, ABORT), apelurile și încărcarea segmentelor (LDSG), returnurile la condițiile de excepție (SXR, VXR), comanda mașinii de scris (TYPE), lansarea programelor (EXECUTE), funcțiile specifice timpului real (ATTACH, DETACH, ACTIV, DEACTIV, RETURN), dialogul operator, orologiul (TIME).

Supervisorul de intrare/ieșire tratează cererile de intrare/ieșire (EXUP), punerea programelor în așteptarea unei operații de intrare/ieșire (WAIT), deblocarea cozilor de intrare/ieșire blocate de erori ireparabile (RST).

Job controlul asigură înlănțuirea automată a lucrărilor și fazelor; el tratează cartelele de comandă a lucrărilor plasate în fișierul de lucru: JOB (începutul unei lucrări), COMPILE (apelul unui procesor), RUN (încărcarea și lansarea unui program din BUS — Biblioteca Utilizator Standard), INIT (premarcarea discului utilizator), LABEL (identificarea fișierelor), DELETE (ștergerea fișierelor), EOJ (sfîrșitul unei lucrări), EST (sfîrșitul fișierului de lucru), CORRECT și INSERT pentru punerea la zi a programelor din BUS.

Sistemul de gestiune a fișierelor asigură lucru cu fișiere de organizare secvențială (OPEN,

CLOSE, GET, PUT, RPL, DLT, RLS, PNTA, PNTB) și de organizare nedefinită (OPEN, CLOSE, READ, WRITE, CHB, CHW, SEEK), identificarea unui fișier (LABEL), ștergerea unui fișier (DELETE).

II. Apelul monitorului

Monitorul preia controlul (unitatea centrală va executa instrucțiuni ale monitorului) în următoarele cazuri.

a) La cererea programului utilizator, când se disting următoarele situații:

— un program dorește efectuarea unui schimb de informații cu un periferic; toate instrucțiunile de intrare/ieșire fiind privilegiate, ele nu pot fi executate decât de către monitor (cu excepția programelor timp real care lucrează în mod privilegiat); deci pentru a efectua un schimb cu un periferic, programul utilizator va cere monitorului lansarea acestui schimb;

— programul utilizator solicită o funcție a monitorului (încărcarea unui segment, cuplarea unei secvențe de întrerupere etc.);

— programul utilizator, așteptând un eveniment extern, cedează controlul monitorului.

Acestea se realizează prin utilizarea macro-instrucțiunilor traduse de asamblor printr-o secvență ce conține o instrucțiune inexistentă. Unitatea centrală va provoca o derutare la întâlnirea acestei instrucțiuni, ceea ce conduce la lansarea secvenței monitor de tratare a derutărilor.

b) La apariția unor condiții de excepție care provoacă o derutare (depășiri binare, violarea protecției memoriei, violarea modului, instrucțiune inexistentă etc.), ceea ce implică lansarea secvenței monitor de tratare a derutărilor.

c) La apariția întreruperilor unității de schimburi multiple (USM) care semnalează astfel sfârșitul operațiilor de intrare/ieșire; se lansează în acest fel secvența de tratare a întreruperilor USM.

d) La intervenția operatorului, care provoacă lansarea secvenței de tratare a întreruperii panou de comandă.

e) La lansarea periodică a secvenței orologiu (în cazul în care calculatorul dispune de un orologiu cablat).

Prin urmare monitorul intră în funcție ca urmare a unor întreruperi sau derutări. Întreruperile și derutările sunt tratate de supervizorul de întreruperi și derutări, care are în principal următoarele funcții:

— salvarea conținutului registrelor din momentul întreruperii sau derutării;

— salvarea stării programului întrerupt;

— stabilirea cauzei întreruperii sau derutării;

— lansarea secvenței de tratare corespunzătoare.

Secvențele de tratare se încheie cu relansarea fie a lucrării întrerupte, fie a altei lucrări între-

rupte anterior, după refacerea registrelor și stării program.

III. Gestiunea lucrărilor

1. Tipuri de lucrări

Prin lucrare înțelegem un program sau o succesiune de programe ce utilizează la un moment dat resursele sistemului. Sub controlul monitorului se pot derula trei tipuri de lucrări:

a) Lucrări serie sau în mai multe faze; acestea necesită în general succedarea mai multor programe independente (asamblare, compilatoare etc.) pentru a obține rezultatele plecând de la un program scris într-un limbaj sursă. Perioada dintre încărcarea unui program și sfârșitul execuției sale o numim fază; între faze se încarcă job controlul care asigură înălțuirea acestor faze sau, dacă lucrarea se termină, lansarea lucrării următoare. Lucrările serie se găsesc una după alta în fișierul depus în fișier de lucrări. Delimitarea lucrărilor pe acest fișier sau a fazelor unei lucrări, precum și anumite informații necesare sistemului pentru lansarea sau execuția acestora se face prin cartele de comandă, prelucrate sau distribuite de către job control.

b) Lucrări catalogate; acestea sunt programe ce se găsesc catalogate în Biblioteca Utilizator Standard (BUS) pe discul sistem; ele sunt în format IMT (Imagine Memorie Translatabilă), deci pot fi încărcate și lansate imediat fără prelucrări suplimentare, comportând prin urmare o singură fază. În acest fel, ele nu mai necesită intervenția job controlului și sunt în evidență directă a operatorului care, de la consolă, cere lansarea lor în execuție; sunt lansate fie imediat dacă zona de memorie necesară este liberă, fie puse în așteptarea liberării zonei.

Lucrările catalogate se desfășoară fie în întregime sub controlul monitorului dacă programul executat este banal, fie o parte sub controlul monitorului și o parte în mod independent (privilegiat) dacă programul executat este un program timp real.

c) Lucrări monitor; aceste lucrări implică execuția unor secvențe ale monitorului și efectuează diferite servicii: dialog operator, gestiunea mașinii de scris a pupitrului, repertorizări, reparații incidente periferice etc.; serviciile se execută în „paralel” cu lucrările utilizator (serie sau catalogate). O lucrare monitor particulară este lucrarea WAIT, care se lansează când unitatea centrală „nu are nimic de făcut”, toate lucrările fiind în așteptarea unor evenimente. Secvența acestei lucrări testează perifericele care, eventual, au dus la lansarea acesteia.

2. Stările unei lucrări

După încărcarea în memorie, un program poate fi în una dintre stările următoare:

a) activ : unitatea centrală execută instrucțiuni ale acestui program ;

b) inactiv : el este oprit, adică nu este obiectul nici unei prelucrări din partea unității centrale. Un program inactiv poate fi în una dintre stările :

— în așteptarea unui eveniment extern ; programul așteaptă producerea unui eveniment extern pentru a putea fi relansat. Cazul cel mai frecvent este așteptarea terminării unui schimb cu un periferic ;

— întrerupt : stare caracteristică a unui program în timpul cît un alt program prioritar este activ.

Un program „în așteptare” trece în starea activ în momentul producerii evenimentului așteptat dacă este program prioritar față de cel ce ocupă în acel moment unitatea centrală ; altfel trece în starea întrerupt.

Un program în starea întrerupt devine activ dacă programul prioritar trece în starea de așteptare.

Prioritatea atașată unei lucrări este constantă pe tot timpul derulării ei ; lucrările monitor sînt cele mai prioritare, iar lucrările catalogate sînt prioritare celor serie. O stare particulară, specifică lucrărilor în timp real, este starea „oprit” ; în această stare, programul este inactiv dar, în raport cu monitorul, nu este în așteptare și nici întrerupt. El așteaptă întreruperi externe conectate direct și care nu sînt în evidența monitorului. La apariția unei astfel de întreruperi el va ocupa imediat unitatea centrală, rămînînd în starea inactiv față de monitor.

IV. Gestiunea memoriei

Memoria calculatorului este împărțită în trei zone numite partiții. Zona de memorie ocupată de monitor este de 12 kocteți ; restul memoriei este împărțit între partiția lucrărilor serie (rezervată lucrărilor serie) și partiția lucrărilor catalogate (rezervată lucrărilor catalogate). O partiție are un număr întreg de pagini (o pagină = 2048 octeți) ; numărul de pagini afectate unei partiții este stabilit la inițializarea sistemului.

Partițiile sînt protejate prin chei de protecție, toate paginile unei partiții avînd aceeași cheie.

Partiția monitor : cheie de protecție 1 ; citire permisă indiferent de cheia de acces, scriere permisă numai pentru cheile de acces 0 și 1.

Partiția lucrărilor catalogate : cheie de protecție 2 ; acces permis numai pentru cheile de acces 0 și 2.

Partiția lucrărilor serie : cheie de protecție 3 ; acces permis numai pentru cheile de acces 0 și 3.

Monitorul lucrează cu cheia de acces 0 : acces permis în scriere și citire în toată memoria. Job controlul, ca parte a monitorului, primește, la încărcarea în partiția lucrărilor serie, cheia de acces zero.

Toate celelalte programe primesc, la lansare, o cheie de acces egală cu cheia de protecție a zonei de memorie în care se încarcă.

Partiția monitor este divizată la rîndul său în trei zone numite zona rezidentă, zona tranzitorie 1 și zona tranzitorie 2, cu dimensiunile 10 k, 1,5 k și 0,5 k respectiv.

Zona rezidentă conține toate tabelele monitorului, modulele de gestiune a memoriei, a unității centrale, a perifericelor, precum și unele funcții monitor (funcții timp real, orologiu etc.) sau părți ale unor funcții (TERM, ABORT etc.).

Zona tranzitorie 1 este destinată încărcării modulelor ce tratează diferite funcții ale monitorului central (TERM, ABORT, LDSG, SXR, VXR, EXECUTE, dialog operator etc.) sau ale sistemului de gestiunea a fișierelor (OPEN, CLOSE, GET, PUT etc.).

Zona tranzitorie 2 este destinată încărcării modulelor de reparații incidente periferice.

Un modul monitor ocupă zona tranzitorie în momentul cînd aceasta este liberată de către modulul precedent.

Succedarea diferitelor module în zonele tranzitorii este condusă de un modul de gestiune a zonelor tranzitorii ; un modul monitor se încarcă într-o zonă tranzitorie, dar aria sa de lucru este toată memoria.

Funcțiile monitor se împart în două, după modul lor de execuție :

— funcții paralele care, după ce au fost cerute de programul utilizator (printr-un apel supervisor CSV), se derulează „simultan” cu programul apelant ; aceste funcții sînt considerate de monitor ca lucrări, iar modulele ce le realizează sînt constituite ca unități independente ;

— funcții neparalele care, după apelul lor de către programul utilizator, se derulează ținînd pe loc programul apelant ; ele sînt conectate de către monitor ca subprograme ale acestuia, asigurînd revenirea în programul apelant.

Anumite module, mai ales cele ce lucrează cu periferice lente (mașină de scris, imprimantă) pe timpul desfășurării operațiilor de intrare/ieșire, în scopul optimizării utilizării memoriei, liberează zona tranzitorie lansînd în prealabil o cerere de reocupare a zonei la terminarea operației de intrare/ieșire.

Monitorul are o structură arborescentă cu cinci nivele (fig. 1).

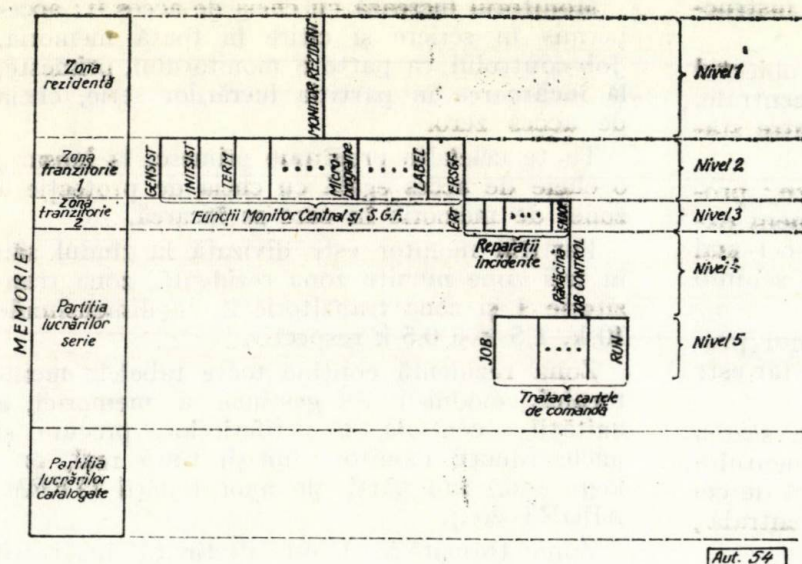


Fig. 1. Structura de arbore a monitorului.

V. Gestiunea unității centrale

Partea monitorului pe care o numim „distribuitor” are sarcina de a distribui timpul de lucru al unității centrale între lucrările care coexistă la un moment dat în memoria operativă, ținând seama de prioritățile acestora, în așa fel ca unitatea centrală să se afle cât mai mult timp în stare activă.

Pentru a realiza funcțiile sale, distribuitorul exploatează tabelele de control al lucrărilor (TCL). Există atâtea TCL câte lucrări: reparații incidente, funcții paralele, catalogate, serie, WAIT sistem. Ordinea TCL dă și prioritatea lucrărilor la care se referă.

O tabelă de control al lucrării conține toate informațiile necesare pentru a relua lucrarea în cazul când aceasta a fost întreruptă: conținutul registrelor generale, starea programului în momentul întreruperii, starea lucrării (întreruptă, în așteptare, activă, necreată), adresa blocului de comandă a evenimentului așteptat; precum și informații necesare controlului permanent al lucrării: limitele partiției, cheia de protecție, adresele secvențelor utilizator de tratare a condițiilor de excepție, codul de retur TERM-ABORT, tipul partiției, elementele de limitative în caz de eroare etc.

Toate modificările de stare sînt realizate prin apelul distribuitorului: producerea evenimentului așteptat (trecerea lucrării în starea întrerupt sau activ), lansarea sau încheierea unei lucrări, oprirea unei lucrări, punerea unei lucrări în așteptare, activarea unei lucrări întrerupte, lansarea lucrării prioritare.

VI. Gestiunea perifericelor

Perifericele sînt fie afectate exclusiv unei partiții, în care caz ele nu pot fi utilizate de o

lucrare încadrată în altă partiție, fie partajabile adică pot fi utilizate simultan de toate partițiile (numai discurile pot fi partajabile).

Avînd în vedere specificul lucrărilor serie, cititorul de cartele și imprimanta sînt afectate partiției lucrărilor serie. Mașina de scris este afectată partiției monitor.

O lucrare, indiferent de partiție, poate efectua operații de intrare/ieșire la mașina de scris, însă numai prin intermediul monitorului, utilizînd macroinstrucțiunea TYPE.

Job controlul, care lucrează în partiția lucrărilor serie, între două lucrări cedează momentan imprimanta partiției lucrărilor catalogate pentru ca aceasta să o utilizeze la editarea conținutului memoriei în caz de sfîrșit anormal.

Prin natura lor, operațiile de intrare/ieșire nu pot fi executate decît în mod privilegiat, deci numai de către monitor.

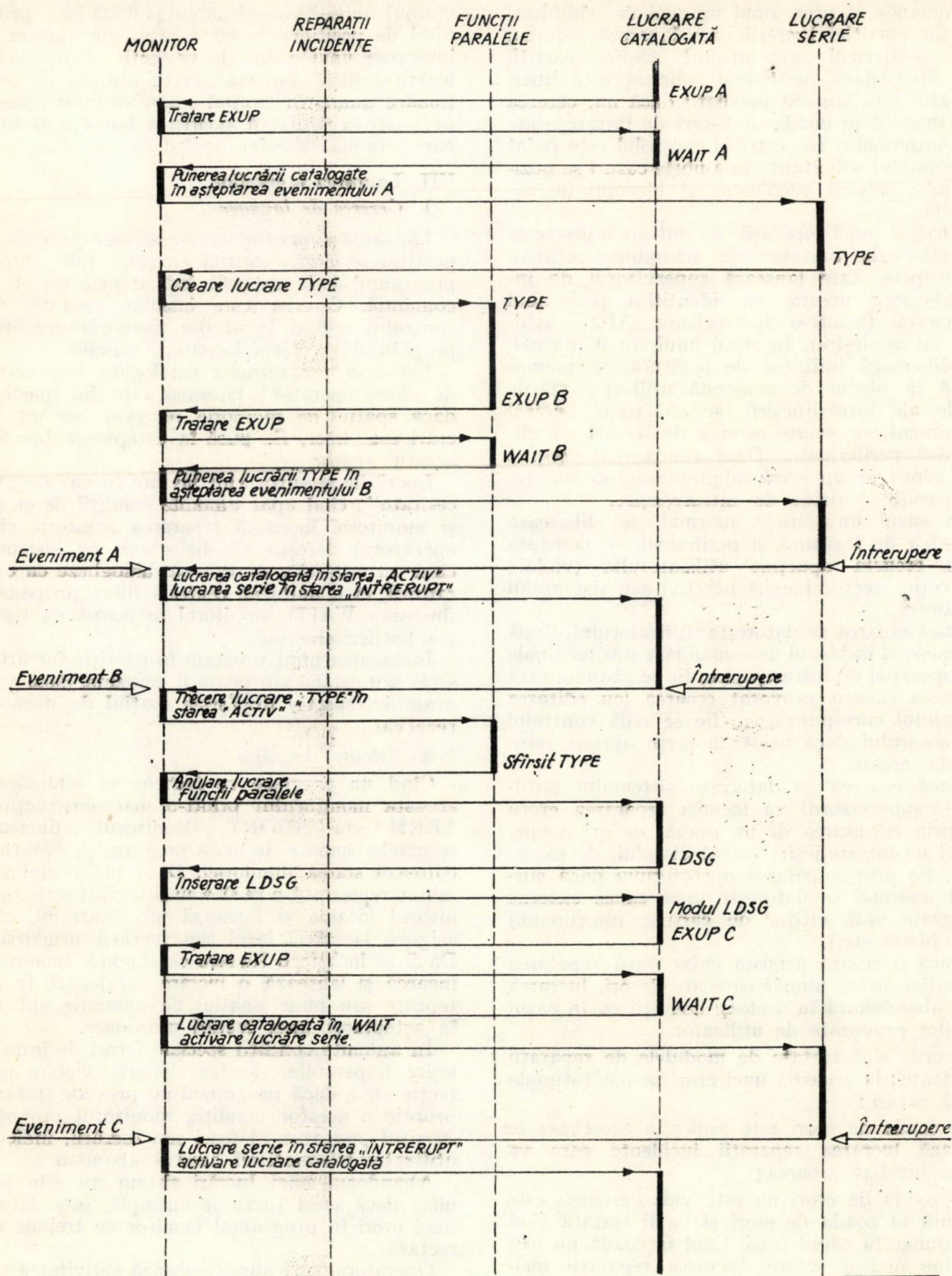
Cînd un utilizator dorește să lanseze o operație de intrare/ieșire, trebuie să apeleze monitorul printr-o macroinstrucțiune EXUP. Această operație este lansată fie imediat, fie în momentul în care toate condițiile sînt îndeplinite pentru efectuarea ei; programul utilizator poate deci, dacă dorește, să facă mai multe cereri de intrare/ieșire una după alta, fără să se preocupe pentru fiecare de starea precedentei, apoi să aștepte sfîrșitul primei operații și să trateze informațiile obținute, să aștepte sfîrșitul celei de a doua și să trateze informațiile etc.

Gestiunea perifericelor este realizată de supervizorul de intrare/ieșire; el este lansat în unul dintre cazurile:

- un utilizator cere lansarea unei operații de intrare/ieșire;

- se produce o întrerupere unitate de schimburi.

Cînd o cerere de intrare/ieșire se prezintă supervizorului, acesta va efectua întîi un con-



Aut. 55

Fig. 2. Exemplu de distribuție a unității centrale.

trol al corectitudinii acestei cereri: dacă blocul de comandă și programul unității de schimburi aparțin partiției lucrării care lansează cererea, dacă perifericul este afectat acestei partiții etc. Apoi, dacă perifericul solicitat este liber, operația este lansată imediat; dacă nu, cererea este înscrisă în coada de cereri de intrare/ieșire ale perifericului respectiv și controlul este redat programului solicitant; în ambele cazuri se poziționează octetul eveniment al blocului de comandă.

Sfârșitul unei operații de intrare/ieșire este semnalat de unitatea de schimburi printr-o întrerupere, care lansează supervisorul de intrare/ieșire; acesta va identifica perifericul în cauză (printr-o instrucțiune AIO — achitare intrare/ieșire). În cazul unui sfârșit normal, se eliberează unitatea de legătură, se memorează în blocul de comandă utilizator stările finale ale intrării/ieșirii, se eliberează octetul eveniment, se scoate cererea din coadă, se eliberează perifericul. Dacă coada mai conține alte cereri, se apelează subprogramul de lansare a operațiilor fizice de intrare/ieșire.

În cazul unui sfârșit anormal, se eliberează unitatea de legătură și perifericul, se constată dacă eroarea aparține utilizatorului (violare protecție, sector inexistent etc.) sau sistemului hardware.

Dacă eroarea se datorește utilizatorului, după memorarea în blocul de comandă a stărilor finale ale operației de intrare/ieșire, fie se abandonează lucrarea care a provocat eroarea (cu editarea mesajului corespunzător), fie se redă controlul utilizatorului dacă acesta a cerut apriori returnul la eroare.

Dacă eroarea se datorește sistemului hardware, supervisorul va încerca repararea erorii fie prin relansarea de un număr de ori a operației de intrare/ieșire (cazul discului, de exemplu), fie prin solicitarea operatorului dacă sfârșitul anormal se datorește unor cauze externe (magazie vidă cititor de cartele, imprimantă fără hîrtie etc.).

Dacă o eroare persistă chiar după repetarea operației de un număr oarecare de ori, lucrarea este abandonată în aceleași condiții ca în cazul erorilor provocate de utilizator.

Erorile sînt tratate de modulele de reparații incidente; la apariția unei erori se pot întîmpla două cazuri:

— coada de erori este vidă; în acest caz se creează lucrarea reparații incidente care va trata imediat eroarea;

— coada de erori nu este vidă; eroarea este trecută în coada de erori și va fi tratată cînd va ajunge în capul cozii. Cînd în coadă nu mai rămîne nici o eroare, lucrarea reparații incidente este trecută în starea necreată.

Un caz special de tratare a operațiilor de intrare/ieșire este cazul discului.

Supervisorul de intrare/ieșire separă programul unității de schimburi în două faze, prima fiind de poziționare, iar a doua un transfer cu inserarea unui ordin de protecție. Unitatea de legătură fiind ocupată pentru ordinul de poziționare numai în timpul transcodajului adresei, ea poate fi utilizată pentru a lansa o poziționare sau un transfer pentru un alt disc.

VII. Lansarea lucrărilor

1. Cererea de lansare

Lansarea programelor ce se vor executa în partiția serie este cerută de către job control; programul de lansat este indicat prin cartele de comandă. Cererea este imediat onorată, job controlul cedînd locul din memoria operativă programului a cărei lansare o solicită.

Lansarea programelor catalogate este cerută de către operator; lansarea este fie imediată dacă spațiul de memorie rezervat acestor lucrări este liber, fie pusă în așteptarea liberării acestui spațiu.

Lucrările monitor sînt lansate în caz de „necesitate”: cînd apar anumite condiții de eroare și monitorul încearcă repararea acestora, cînd operatorul dorește să dialogheze cu sistemul, cînd un utilizator dorește să dialogheze cu operatorul, cînd unitatea centrală fiind „în pauză” (lucrarea WAIT) monitorul se ocupă cu testarea perifericelor etc.

Încărcarea unui program în partiția lucrărilor serie sau catalogate poate fi refuzată dacă programul respectiv depășește spațiul de memorie rezervat.

2. Sfârșitul lucrării

Cînd un program se încheie, el semnalează aceasta monitorului printr-o macroinstrucțiune TERM sau ABORT. Monitorul eliberează resursele ocupate de acest program și, eventual, editează starea memoriei. Dacă programul terminat reprezintă o fază a unei lucrări serie, monitorul încarcă și lansează job controlul, care asigură lansarea fazei sau lucrării următoare. Dacă se încheie o lucrare catalogată, monitorul încarcă și lansează o lucrare catalogată în așteptare sau pune spațiul de memorie eliberat în așteptarea unei lucrări ulterioare.

În anumite condiții speciale (erori de intrare/ieșire ireparabile, depășiri binare, violare protecție etc.), dacă programul nu prevede tratarea proprie a acestor condiții, monitorul provoacă sfârșitul prematur al fazei sau lucrării, indicînd utilizatorului motivul acestui abandon.

Abandonul unei lucrări sistem nu este permis; dacă acest lucru se întîmplă, este datorit unei erori în programul monitor ce trebuie corectată.

Operatorul care supraveghează activitatea calculatorului, în cazul cînd observă o desfășurare anormală a unei lucrări, poate cere sistemului abandonarea acesteia.

VIII. Dialogul sistem-operator

Dialogul sistem-operator este de trei feluri:

- a) sistem către operator; aceste mesaje sînt furnizate de către sistem și nu reclamă răspuns din partea operatorului; ele furnizează informații cu privire la desfășurarea lucrărilor serie: început de lucrare, sfîrșit de lucrare, început de compilare etc.;

- b) sistem către operator cu răspunsul operatorului; sînt în general mesaje de eroare sau prezumție de eroare și se cere operatorului să decidă modul de continuare a lucrării;

- c) operator către sistem, cu răspunsul sistemului; acest dialog este declanșat de operator prin apăsarea butonului de întrerupere. Operatorul poate cere sfîrșitul normal sau anormal al unei lucrări, inventarul perifericelor, inventarul memoriei, relansarea fișierului lucrări, ștergerea unui program din Biblioteca Utilizator Standard, repertorierea BUS, editarea conținutului, lansarea unui program catalogat etc.

IX. Organizarea discului sistem

În scopul cîștigării unei viteze sporite de lucru, discul sistem nu este de organizare standard, toate schimburile fiind directe fără intermediul sistemului de gestiune a fișierelor.

Organizarea discului sistem este cît se poate de simplă și conține două zone:

- Zona IMA a monitorului, unde se găsesc sub format direct executabil modulele monitorului. La generarea sistemului se construiește o tabelă (rezidentă) a monitorului, care conține adresele absolute disc ale segmentelor monitorului. Această tabelă permite încărcarea imediată a modulelor în zonele tranzitorii. Zona ocupată de monitor este protejată în scriere.

- Biblioteca Utilizator Standard, construită dintr-un repertoriu de programe urmat de programele în format IMT disc. Ultimul element al repertoriului este fișierul LOAD and GO care se întinde pînă la sfîrșitul discului și constituie în același timp și fișierul de manevră al compilatoarelor; catalogarea se rezumă în fapt la schimbarea numelui și crearea unui alt fișier LOAD and GO. Programele catalogate se identifică prin nume, număr de punere la zi și tip (procesor, timp real, banal).

X. Concluzii

În elaborarea monitorului pentru calculator de capacitate mică FELIX C-32 cît și a tuturor componentelor acestui sistem de calcul s-a avut în vedere dorința expresă a viitorilor

utilizatori de a se asigura o compatibilitate la nivel de limbaj sursă cu sistemul de calcul FELIX C-256.

Acest deziderat coroborat cu datele tehnice ale calculatorului, caracterizat (față de FELIX C-256) printr-un număr redus de instrucțiuni cablate (44 față de 102), printr-o capacitate standard de memorie operativă redusă (32 kocteți), printr-un număr redus de periferice, a impus rezolvarea unor probleme deosebite de cele puse monitorului SIRIS 2R pentru calculatorul FELIX C-256.

Monitorul calculatorului FELIX C-32 ocupă o zonă permanentă de memorie de 12 kocteți, în timp ce la FELIX C-256 zona minimă ocupată este de 24 kocteți (fără opțiuni). Acest fapt a implicat o folosire mai intensă a zonelor tranzitorii, deci o mărire a traficului de informații dintre discul sistem și memoria operativă, în detrimentul vitezei globale de calcul. Inconvenientul a fost însă redus prin organizarea optimă a discului sistem și prin eliminarea editorului de legături.

În urma experimentărilor făcute s-a constatat că măsurile luate au dus la scăderea indicelui de reacție al sistemului, indice calculat după metoda propusă în [2], sub cel al sistemului SIRIS 2R, versiunea 12, pentru calculatorul FELIX C — 256.

Este evident că nu se poate face o comparație directă între monitorul calculatorului FELIX C-32 și monitorul calculatorului FELIX C-256. Sînt două calculatoare hardware diferite și deci sistemul operativ, în speță monitorul va reflecta această diferență.

Ceea ce se poate arăta este că monitorul lui FELIX C-32 a fost elaborat cu o deosebită grijă, folosind tehnici de programare și soluții originale. S-au făcut determinări experimentale pentru a se găsi cea mai bună amplasare a modulelor monitorului pe discul sistem; s-a elaborat un program extractor de măsurare a funcționării monitorului pentru reducerea numărului de accese la discul sistem, pentru determinarea lungimii optime a cozilor supervizorului etc.

BIBLIOGRAFIE

- [1] FELIX C-32 MONITOR (Manual de prezentare publicație ITC).
- [2] Baltac, V. M. Contribuții la optimizarea executării lanșurilor de programe în calculatoarele numerice de capacitate medie. Teză de doctorat.
- [3] Georgescu, St. Sisteme operative (în curs de apariție la Editura tehnică).

MARIA MOCICĂ și ION CĂRUȚĂȘU *

Sistemul de gestiune a fișierelor pentru calculatoarele de capacitate mică

Realizarea în țara noastră a calculatoarelor electronice de capacitate mică FELIX C-32 a implicat realizarea în paralel a unui software de bază corespunzător, în componența căruia intră și Sistemul de Gestiune a Fișierelor (SGF).

SGF cuprinde un număr de subprograme prin intermediul cărora se realizează o serie de funcții, în scopul simplificării muncii de programare atunci când se lucrează cu fișiere de date.

Configurația calculatorului FELIX C-32 posedă, ca periferice care pot constitui suporturi de fișiere, un cititor de cartele (300 cartele pe minut), o imprimantă (135 linii pe minut) și discuri magnetice DIAM, amovibile.

Fișierele, privite ca mulțimi de date, pot fi organizate în funcție de tipul de suport utilizat. Astfel, la cititorul de cartele și imprimantă, care sînt suporturi neadresabile, se pot exploata numai fișiere organizate în acces secvențial.

În cazul discurilor magnetice, denumite și suporturi adresabile deoarece permit accesul direct la informația dorită, fără a parcurge informațiile precedente, SGF dă posibilitatea lucrului cu două tipuri de fișiere: fișiere cu organizare secvențială și fișiere cu organizare nedefinită.

În cazul fișierelor organizate cu acces secvențial, programatorul operează, indiferent de suport, cu înregistrarea logică sau cu articolul, înțelegînd prin acesta o cantitate de informații ce poate fi identificată și prelucrată ca un tot unitar.

În cazul fișierelor nedefinite, programatorul operează cu înregistrarea fizică, ce reprezintă cantitatea de informații transferată în sau din memorie către sau de la periferice, printr-o comandă de intrare/ieșire, și pe care o prelucreză după voie.

I. Interfața dintre SGF și utilizator

Accesul utilizatorului la diversele funcții ale SGF se realizează cu ajutorul unor instrucțiuni disponibile în limbajul de asamblare LAF-32, specifice acestei componente. După rolul lor, aceste instrucțiuni se împart în instrucțiuni de descriere și instrucțiuni de execuție sau macroinstrucțiuni.

Instrucțiunile de descriere, prin parametrii lor, permit utilizatorului să-și definească tipul de organizare a fișierului (secvențial sau nedefinit), modul de prelucrare (scriere, lectură), formatul articolului (fix sau variabil) etc.

Fiecărei instrucțiuni de descriere, în faza de asamblare a programului, i se asociază o tabelă în care sînt memorate datele ce descriu caracteristicile de organizare a fișierului necesare atît la crearea cît și la exploatarea lui.

Funcțiile propriu-zise, ca: inițializarea prelucrării unui fișier, alocarea suportului, blocarea sau deblocarea articolelor, scrierea și citirea articolelor sau înregistrărilor fizice, controlul sfîrșitului prelucrării unui fișier, sînt realizate cu ajutorul macroinstrucțiunilor, o macroinstrucțiune îndeplinind una sau mai multe din aceste funcții.

Sistemul de gestiune a fișierelor pentru FELIX C-32 permite utilizatorilor să prelucreză două tipuri de fișiere:

- fișiere în acces secvențial;
- fișiere nedefinite.

1. Fișiere în acces secvențial

Un fișier secvențial este considerat ca un șir continuu de articole anonime (fără cheie de identificare), în care determinarea locului cel-va ocupa un articol la crearea fișierului, sau cel ocupat de articol în cazul exploatării fișierului, se face parcurgînd toate articolele care-l preced.

Accesul la un articol (pe un suport magnetic) care nu este în secvență se poate face folosind anumite macroinstrucțiuni speciale care poziționează citirea/scrierea pe înregistrarea ce conține articolul dorit.

Descrierea fișierelor secvențiale se face cu ajutorul instrucțiunii SFD (Sequential File Description), indiferent dacă suportul este cititorul de cartele, imprimanta sau discul [3]. Utilizatorul dispune de un set de macroinstrucțiuni care, după funcțiile pe care le îndeplinesc, pot fi clasificate în:

— macroinstrucțiuni generale: OPEN, CLOSE, pentru deschiderea respectiv închiderea unui fișier;

— macroinstrucțiuni de acces: PUT, pentru scriere de articole; GET, pentru citire; DLT, pentru ștergerea logică a unui articol dintr-un fișier; RPL, pentru înlocuirea unui articol cu un alt articol;

(Punînd în evidență suportul fișierului, pentru cititorul de cartele nu are sens decît operația de citire, pentru imprimantă numai operația de scriere, iar pentru disc au sens toate operațiile descrise.)

— macroinstrucțiuni speciale: RLS, prin care utilizatorul poate să abandoneze blocul în curs de prelucrare și să se poziționeze pe primul articol din blocul următor; NOTE, pentru reperarea paginii sau a blocului în curs de pre-

* Mat. M. Mocică și mat. I. Căruțașu sînt cercetători științifici principali la Institutul pentru tehnica de calcul-ITC.

lucrare; PNTA și PNTB, pentru poziționarea citirii/scrierii pe un anumit bloc din fișier.

Blocarea (la scriere) sau deblocarea (la citire) a articolelor unui fișier se efectuează într-o zonă din memorie a cărei dimensiune utilizatorul trebuie s-o declare în instrucțiunea de descriere a fișierului.

Accesul fizic la suportul disc se face după umplerea (la scriere) sau epuizarea (la citire) a zonei de memorie, mărindu-se astfel viteza de lucru cu fișierele prin micșorarea numărului de accese la disc.

Tot în scopul măririi vitezei de lucru cu fișierele, SGF FELIX C-32 dă posibilitatea să se utilizeze mai multe zone de memorie pentru blocarea sau deblocarea articolelor, zone care se declară de către programator în instrucțiunea de descriere a fișierului. Gestiunea acestor zone se efectuează automat de către SGF în așa fel încât, în timp ce se prelucrează una dintre zone în memorie, se dă comanda de schimb, cu perifericul, cu cealaltă zonă de memorie. În felul acesta, timpul logic necesar de comunicare între memorie și periferic este diminuat sau chiar anihilat.

SGF permite accesul la articol direct în zona tampon, comunicând utilizatorului adresa articolului într-un registru declarat în instrucțiunea de descriere a fișierului, în scopul utilizării mai eficiente a memoriei.

Deoarece articolele unui fișier pot avea lungime fixă sau variabilă, în cazul lungimii variabile, SGF transmite la citire, sau primește de la programator, la scriere, lungimea articolului într-un registru rezervat de către SGF [3].

2. Fișiere nedefinite

Utilizatorul descrie aceste fișiere cu ajutorul instrucțiunii UFD (Undefined File Description) [3].

Macroinstrucțiunile pentru deschiderea și închiderea fișierelor sînt OPEN respectiv CLOSE, pentru scriere WRITE, iar pentru citire READ.

Deoarece accesul este permis numai la înregistrarea fizică (de adresă suport dată, adresă relativă în raport cu începutul fișierului), utilizatorul trebuie să definească dimensiunea înregistrării care poate fi fixă sau variabilă, iar gestiunea zonelor tampon rămîne în sarcina sa. În acest scop, SGF pune la dispoziția programatorului macroinstrucțiunile CHW (CHeck and Wait) și CHB (CHeck and Branch) prin care se analizează sfîrșitul execuției unei macroinstrucțiuni READ sau WRITE.

Dacă operația corespunzătoare macroinstrucțiunii analizate este terminată, macroinstrucțiunile CHW și CHB sînt inefective, iar dacă operația este neterminată, programul este pus în așteptare prin macroinstrucțiunea CHW sau ramificat pe o secvență indicată de programator prin macroinstrucțiunea CHB.

Deoarece programatorul este cel care indică adresa sector a înregistrării fizice, utilizarea acestui tip de fișiere permite accesul direct la înregistrarea dorită.

II. Organizarea suportului disc prin SGF

Discul utilizator este împărțit de SGF în zone fișier a căror dimensiune este fixată de programator în număr de cilindri.

Zonele fișier sînt alocate începînd cu cilindrul 1.

Cilindrul zero este rezervat pentru SGF în scopul creării și păstrării de informații ca: tabela de identificare a volumului, tabela de alocare a volumului și tabelele de identificare și organizare a fișierelor, HDR1 și HDR2 [3].

Tabela de identificare a volumului se creează în sectorul 1 prin operația de inițializare a discului printr-un ordin INIT și conține numele proprietarului căruia aparține discul.

Tabela de alocare a volumului ocupă primii 200 octeți ai sectorului 2, fiecare octet conținînd informații corespunzătoare unui cilindru: dacă valoarea octetului este zero, cilindrul corespunzător este liber, iar dacă valoarea octetului este 1, cilindrul este alocat.

Printr-un ordin INIT, în tabela de alocare toți octeții iau valoarea zero, cu excepția primului octet, care corespunde cilindrului zero și are permanent valoarea 1.

Dacă se efectuează operația de ștergere a unui fișier de pe volum, octeții corespunzători cilindrilor ocupați de fișier, în tabela de alocare primesc valoarea zero, ceea ce exprimă că zona respectivă este liberă.

Tabelele HDR1, HDR2 ale fișierelor de pe un volum se creează în sectoarele 3—34 ale cilindrului zero la deschiderea fișierelor în creare, fiecare sector conținînd două perechi de tabele HDR1—HDR2, dintre care primii 96 octeți îi ocupă HDR1, iar următorii 32, HDR2.

Tabela HDR1 corespunzătoare unui fișier conține parametri de identificare ai fișierului ca: numele fișierului, numărul de versiune a fișierului, data de creare și expirare a fișierului, adresa disc de început și sfîrșit a fișierului.

Tabela HDR2 se creează pornind de la tabela de descriere a fișierului și conține parametri de organizare a acestuia.

Orice prelucrare ulterioară a unui fișier este posibilă numai în cazul cînd se indică aceleași valori pentru parametri de identificare și organizare a fișierului respectiv.

Etichetele HDR1—HDR2, corespunzătoare unui fișier, se șterg prin operația DELETE, iar ștergerea tuturor tabelor existente pe un volum se face la inițializarea volumului.

III. Alocarea fișierelor pe suport adresabil

Pentru crearea și identificarea unui fișier pe disc, programatorul definește un set de para-

metri de identificare și alocare pentru fiecare fișier, cu ajutorul ordinului LABEL, printr-o cartelă de comandă sau prin macroinstrucțiune.

Informațiile transmise prin acest ordin sînt prelucrate de SGF și memorate pe discul sistem într-o zonă denumită FILECOM.

Rezervarea acestei zone este făcută de monitor la încărcarea programului în memorie, pe baza informațiilor transmise de asamblor asupra numărului de fișiere pe disc ce sînt descrise în program (un sector disc conține informațiile de pe trei ordine LABEL).

Alocarea spațiului pe disc se face la operația de deschidere a fișierului cînd se creează tabelele HDR (HeaDeR Label), în care se păstrează și adresa reală de început și de sfîrșit a zonei alocate, dimensiunea zonei fiind conformă cu valoarea parametrului din ordinul LABEL.

La exploatarea fișierului, prin operația de deschidere se caută tabela HDR corespunzătoare cu informațiile de pe ordinul LABEL indicat. Deci este necesar, ca, indiferent de modul de prelucrare — crearea sau exploatarea unui fișier —, ordinul LABEL să precedă operația de deschidere a fișierului.

Pentru alocarea zonei pe disc pentru un fișier, programatorul poate cere alocarea discului în întregime, alocarea unei părți din disc sau poate utiliza o alocare anterioară. Opțiunea se face cu ajutorul unui parametru de pe ordinul LABEL.

Zona FILECOM corespunzătoare unui fișier se identifică pe baza primului argument din descrierea lui, denumit IDEX-ul fișierului.

IV. Protecția fișierelor

Posibilitatea utilizării unui volum pentru exploatarea mai multor fișiere aparținînd la utilizatori diferiți poate duce la alterarea acestora.

În acest sens, SGF FELIX C-32 asigură protecția fișierelor pe baza parametrilor reținuți în tabelele HDR la crearea fișierului: numele fișierului, perioada de retenție (data de la care fișierul poate fi distrus). Acești parametri sînt verificați la operația de inițializare a unui volum și la operația de ștergere de fișier.

Ordinul INIT controlează dacă perioada de retenție este depășită pentru toate fișierele și, în caz afirmativ, face inițializarea tabelii de identificare a volumului, a tabelii de alocare a volumului și șterge toate tabelele HDR. Dacă cel puțin un fișier este neperimat, se transmite un mesaj la consolă cu numele fișierului neperimat, iar operatorul decide dacă operația de inițializare să se realizeze sau nu.

Ordinul DELETE dă posibilitatea utilizatorului să șteargă un fișier cunoscînd parametrii de identificare. Prin această operație se șterge tabela HDR corespunzătoare fișierului și se actualizează tabela de alocare.

V. Fișiere sistem

Sistemul FELIX C-32 operează cu două fișiere sistem: fișierul de intrare sau fișierul de lucrări și fișierul de ieșire.

Pentru utilizarea acestor fișiere, utilizatorul nu trebuie să folosească cartela LABEL, întrucît identificarea lor se face prin identificatorul de exploatare *1 și *2 (primul argument din instrucțiunea de descriere a fișierului).

Fișierul de intrare este format din lucrări de executat în partiția serie și poate avea ca suport cartelele sau discul magnetic (precizarea suportului se face la inițializarea sistemului printr-un dialog care se poartă între sistem și operator).

Este un fișier de organizare secvențială în care un articol este echivalent cu informația de pe o cartelă. Deci articolele fișierului pot fi cartele de comandă ale monitorului, cartele text sursă ale programelor și, eventual, cartele de date ce urmează a fi prelucrate prin programele corespunzătoare.

Crearea fișierului de intrare pe discul utilizator se face prin intermediul unui program, care se găsește catalogat în biblioteca sistemului și se lansează în execuție într-o partiție catalogată.

Cartelele care formează fișierul de lucrări disc nu trebuie să conțină cartela de comandă INIT (în caz contrar, lucrarea respectivă este exclusă la crearea fișierului deoarece execuția acestui ordin ar provoca ștergerea chiar a fișierului de intrare).

Sfîrșitul fișierului de intrare trebuie marcat prin cartela de comandă EST [3].

Fișierul de intrare este exploatat secvențial fie începînd cu prima lucrare, fie începînd cu una din lucrările fișierului, continuîndu-se exploatarea în mod secvențial.

Fișierul de ieșire este organizat secvențial și conține informații provenite de la sistem sau de la programele utilizator pentru a fi editate ca de exemplu: cartelele de comandă din fișierul de intrare, imaginea textului sursă al programelor, informații utilizator, mesaje de erori etc.

Fișierul de ieșire poate avea ca suport imprimanta sau discul utilizator și se identifică cu ajutorul identificatorului *2.

VI. Apelul SGF-ului

Limbajul de asamblare FELIX C-32, la înțînirea unei macroinstrucțiuni SGF, generează o secvență care se încheie cu pseudoinstrucțiunea CSV, la execuția căreia monitorul încarcă de pe discul sistem în memorie, într-o zonă a monitorului, subprogramul care realizează funcția respectivă (dacă acesta nu este prezent în memorie).

Acest mod de executare a funcțiilor SGF, specific sistemului FELIX C-32, implică:

— mărirea zonei de memorie disponibilă utilizatorului, deoarece subprogramele SGF nu se atașează la programul utilizator ca la sistemul FELIX C-256 [1].;

— micșorarea timpului necesar obținerii formatului executabil al unui program utilizator prin eliminarea fazei de editare de legături, specifică sistemului FELIX C-256 [1];

— independența fișierului față de suport, abia în momentul execuției analizându-se tipul suportului;

— posibilitatea modificării tuturor parametrilor de descriere a fișierului în timpul execuției programului, spre deosebire de sistemul FELIX C-256 unde majoritatea parametrilor sînt „înghețați” după faza de editare de legături, în care subprogramele SGF sînt încorporate în programul utilizator pe baza acestor parametri.

VII. Erori SGF

Erorile SGF pot fi de sintaxă sau de semantică.

Erorile de sintaxă sînt semnalate în faza de asamblare, iar erorile de semantică sînt detectate de subprogramele SGF. Astfel, în momentul execuției nu sînt acceptate operațiile de acces la un fișier care nu a fost deschis, nu pot fi create două fișiere cu aceiași parametri de identificare, nu este acceptată deschiderea unui fișier în exploatare dacă nu a fost creat etc.

Erorile SGF sînt semnalate programatorului în funcție de situație, pe fișierul de ieșire sau la consolă. Un mesaj de eroare SGF conține tipul erorii, IDEX-ul fișierului și un text explicativ asupra erorii.

O eroare SGF, la execuție, provoacă:

— sfîrșitul anormal al programului, cu editarea mesajului de eroare corespunzător;

— lansarea secvenței utilizator de prelucrare proprie a erorii dacă acesta a prevăzut o asemenea secvență în descrierea fișierului;

— în anumite condiții, lansarea unei secvențe de retur excepție nivel 1 (dacă acesta a fost prevăzut printr-o macroinstrucțiune SXR); este cazul tipic de tentativă de utilizare a unei funcții rezervate sistemului.

VIII. Concluzii

Sistemul de Gestiune a Fișierelor FELIX C-32, conceput și realizat de către autorii lucrării, a avut în vedere posibilitatea completării și dezvoltării privind noi tipuri de organizări de fișiere și alte suporturi.

Întrucît configurația calculatorului urmează să fie extinsă cu unități de bandă magnetică și perforator de cartele, S.G.F. va fi completat cu subprogramele corespunzătoare.

La realizarea SGF-ului s-a urmărit compatibilitatea, la nivel de text sursă și organizare a suportului, cu sistemul FELIX C-256, dînd posibilitate utilizatorilor ca un program scris pentru calculatorul FELIX C-32 să poată fi prelucrat și pe calculatorul FELIX C-256 (compatibilitate de jos în sus).

BIBLIOGRAFIE

- [1] *Calculator electronic FELIX C-256. Sistemul de Gestiune a Fișierelor*. Manual de utilizare MMPG PAMID, 1972.
- [2] *Calculatorul electronic FELIX C-256. Monitor*. Manual de utilizare MMPG PAMID, 1972.
- [3] *FELIX C-32 Monitor*. Manual de utilizare. Publicație ITC, 1973.
- [4] Martin, G. și Maschek, C. *Monitor pentru calculator de capacitate mică*. În: „Automatica și Electronică”, nr. 2, 1974.

PETRU MACARIE *

TTPL—limbaj de time-sharing

APL a apărut ca o modalitate necesară de descriere concisă și clară a algoritmilor, indiferent dacă execuția lor pe un calculator electronic era un scop sau nu. Ca o ilustrare a acestei motivații, care aparține creatorului limbajului, în 1964, în IBM Systems Journal un articol descrie în APL operarea calculatorului central S/360 [2]. La scurt timp, firme mari de calculatoare, IBM și ceva mai tîrziu CDC și Burroughs, implementează în sistemele de calcul versiuni

APL, toate ca limbaje interpretative de time-sharing.

Acest limbaj are privilegiul unor caracteristici pe care nu le au multe din limbajele evolute. În primul rînd, APL este un limbaj relevant, adică pentru efectuarea unei operații (unei expresii) trebuie scris numai ceea ce este logic necesar pentru a specifica operația. În al doilea rînd, are putere și simplitate, prin putere înțelegînd capacitatea de a manevra un număr mare de operații complicate, iar prin simplitate, capacitatea limbajului de a exprima scurt și clar ceea ce trebuie făcut și într-un mod simplu

* Mat. P. Macarie este cercetător științific principal la Institutul pentru tehnica de calcul — ITC.

de scris și de citit. Simplitatea, care, parțial, determină puterea, nu se referă la modul simplu în care calculatorul rezolvă operații complicate, ci la modul simplu în care utilizatorul poate furniza calculatorului operații complicate.

Limbajul TTPL, elaborat de autor și care va fi prezentat pe scurt în cele ce urmează, este o versiune APL în curs de implementare în sistemul de operare SIRIS 2R, la Institutul de tehnică de calcul București. Este conceput pentru terminale de dialog prevăzute cu codul ASCII, fără back space. O parte din operatori, cum ar fi semnul '-', au funcționalitate multiplă (semn numeric, scădere, not), iar unele operații (funcțiile logice, o parte din operatorii de relație etc.) sînt exprimate prin două sau chiar trei semne grafice, fapt care conduce la complicarea analizei sintactice și la afectarea simplității limbajului.

1. Noțiuni de bază

Caracterele admise la intrare:

- funcționale CR LF EOT EOM BEL HT VT BRK (oprirea execuției) CAN (anularea mesajului în curs de transmisie) / (anularea ultimului caracter transmis);

- alfanumerice literele alfabetului englez și cifrele 0 la 9;

- semne speciale (operatori) ! " # \$ % & ' () * + , - . / : ; < = > ? [] ^ _ ` { | } ~

Conversația se face la nivel de instrucțiune, adică după interpretarea unei instrucțiuni se transmite răspunsul spre utilizatorul terminal și se așteaptă o nouă instrucțiune.

Instrucțiunea este unitatea logică a programului. Este o secvență de operatori, operanzi și separatori. Oricare caracter funcțional constituie sfîrșitul de instrucțiune. În particular, o instrucțiune poate avea doar un operator sau un operand sau numai sfîrșitul de instrucțiune (instrucțiunea vidă).

Operandul este entitatea asupra căreia se operează și este asociat cu un operator.

În funcție de reprezentare, operanzii se împart în:

- literal: operanzi cu valori explicite;
- variabile (nume): operanzi care dau numele entității cu care se operează.

În funcție de organizare se disting:

- operanzi nestructurați: scalari;
- operanzi structurați: vectori, matrice, tablouri multidimensionale.

Sînt admise patru tipuri de operanzi:

- caracter: un caracter alfanumeric sau semn special, sau o succesiune de astfel de caractere;

- logici: variabilele TRUE și FALSE reprezentate prin valorile 0 și 1;

- întregi: numere întregi cu sau fără semn, inferioare lui $2^{31}-1$ în valoare absolută;

- flotanți: numere reale în reprezentare de virgulă flotantă lungă.

Operatorii sînt specificatori ai unor operații bine definite și se identifică prin unul sau mai multe semne speciale.

Principalele grupe de operatori sînt:

- operatori aritmetici + - * / ^

- operatori logici -- ++ **

- operatori de relație = # < = < > =>

- operatori de specificație < " <

- operatorul de salt (branch) <

Primele trei grupe se numesc *funcții primitive* sau simplu *primitive*.

Unic *separator* este spațiul (blank). Un șir de spații este echivalent cu un singur spațiu.

În format extern (tipărite la claviatură), constantele sînt fie în formă convențională (numere întregi sau numere cu punct zecimal), fie în 'format E', adică un număr întreg sau fracționar cu sau fără semn, urmat de litera E, urmat de un număr întreg de una sau două cifre, cu sau fără semn.

Un caracter sau un șir de caractere se delimitează cu apostrofuri. Apostroful este caracter semnificativ dacă este succedat de alt apostrof.

Componentele vectorilor sînt separate de spații.

Din analiza mesajului se deduce atît tipul operandului (scalar sau vector) cît și tipul de constantă (caracter, logic, întreg, flotant). *Limbajul nu are declarații de tip.*

Constantele se memorează în:

- un octet: logice și caractere;

- patru octeți: numere întregi;

- opt octeți: numere flotante.

Operanzii structurați necesită în plus un număr de octeți pentru definirea structurii.

Moduri de lucru. Modul 'execuție' este considerat modul normal de lucru. Conversația are loc la nivel de instrucțiune.

Utilizatorul poate cere trecerea în mod 'definiție', pentru ca un șir de instrucțiuni să fie organizate ca un subprogram. Părăsirea modului execuției se face ori de cîte ori o instrucțiune începe cu caracterul '%'. Modul definiție este abandonat la apariția unei instrucțiuni în care ultimul caracter este '%'.
Funcțiile definite (subprogramele) sînt constituite dintr-o succesiune de instrucțiuni, în care prima instrucțiune începe cu '%', iar ultima se termină, de asemenea, cu '%'. Utilizarea funcțiilor definite este similară utilizării funcțiilor primitive.

Funcția monadică este o funcție definită sau primitivă care are doar operand dreapta.
Funcția didactică este o funcție definită sau primitivă care are operand dreapta și operand stînga.

Funcții mixte. În limbaj există o clasă de funcții care nu pot fi utilizate atît de larg ca funcțiile primitive. Sînt admise în funcțiile definite, dar nu pot fi utilizate în extensii.

Regula de interpretare a expresiilor este cea admisă în APL, adică sensul interpretării este dreapta-stînga, iar operatorii au aceeași pondere. Totuși, execuția operațiilor se face în succesiunea: operand stînga, operator, operand dreapta.

Expresia: $7*7-3$ se evaluează la 46 în aritmetica obișnuită, dar în TTPL la 28, deoarece ordinea evaluării este $(7-3)*7$.

Sensul interpretării expresiilor se schimbă parțial prin inserarea parantezelor (). Astfel expresia $(7*7)-3$ are valoarea 46. Orice expresie poate fi interpretată în sensul obișnuit dacă este completată cu un număr convenabil de perechi de paranteze.

Regula generală ar fi următoarea: orice funcție definită sau primitivă are ca argument dreapta întreaga expresie pînă la prima paranteză închisă care o include sau, în absența acesteia, pînă la sfîrșitul instrucțiunii.

Forma monadică		f	Forma diadică A f B	
Definiție sau exemple	Denumire		Denumire	Definiție sau exemple
$+B \rightarrow B $	MODUL	+	ADUNARE	$5+7.1 \leftrightarrow 12.1$
$-B \rightarrow 0-B$	COMPLEMENT	-	SCĂDERE	$5-7.1 \leftrightarrow -2.1$
$*B \rightarrow (B>0)-B<0$	SIGNUM	*	ÎNMULȚIRE	$5*7.1 \leftrightarrow 35.5$
$:B \rightarrow 1:B$	INVERS	:	ÎMPĂRȚIRE	$5:7.1 \leftrightarrow 0.704...$
$\uparrow B \rightarrow e^B$	EXPONENȚIALĂ	↑	PUTERE	$3 \uparrow 2 \leftrightarrow 9$

Fig. 1. Operatori aritmetici.

Această regulă, deși bizară, admite introducerea funcțiilor recursive, concept unanim dorit.

2. Funcții scalare

Primitivile ale căror argumente sînt scalari se numesc funcții scalare. Ele se extind asupra tablourilor prin oricare din cele patru extensii definite în limbaj.

f	Denumirea	Definiție sau exemple
=	EGAL	$10=9 \leftrightarrow 0$; $10=10 \leftrightarrow 1$; 'A' = 7 $\leftrightarrow 0$
#	NEEGAL	$10 \neq 10 \leftrightarrow 0$; $10 \neq 9 \leftrightarrow 1$; 'A' # 'B' $\leftrightarrow 1$
<	MAI MIC	$10 < 15 \leftrightarrow 1$; $10 < 9 \leftrightarrow 0$; $9 < 10 \leftrightarrow 1$
<=(= <)	NU MAI MIC	$10 \leq 15 \leftrightarrow 1$; $10 \leq 9 \leftrightarrow 0$; $10 \leq 10 \leftrightarrow 1$
>	MAI MARE	$10 > 10 \leftrightarrow 0$; $10 > 9 \leftrightarrow 1$; $10 > 15 \leftrightarrow 0$
>=(= >)	NU MAI MARE	$10 \geq 10 \leftrightarrow 1$; $10 \geq 9 \leftrightarrow 1$; $10 \geq 15 \leftrightarrow 0$

Fig. 3. Operatori de relație.

Funcții matematice elementare (fig. 4)

Au aspect de funcții diadice, dar argumentul stînga indică, de fapt, funcția. Operanzii nu pot fi 'caracter'. Rezultatul este un flotant.

Operatori aritmetici (fig. 1)

Operanzii, dreapta sau stînga, sînt numerici și logici. Valoarea obținută după execuția operației este un număr întreg dacă nici unul din operanzi nu a fost flotant, și un număr în reprezentare flotantă în caz contrar.

f	Denumire	Definiție sau exemple																									
-- ++ * *	NOT OR AND	<table><tr><th>A</th><th>B</th><th>--B</th><th>A++B</th><th>A**B</th></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>1</td><td>0</td><td>0</td></tr><tr><td>0</td><td>1</td><td>0</td><td>1</td><td>0</td></tr><tr><td>1</td><td>0</td><td>1</td><td>1</td><td>0</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td><td>0</td><td>1</td><td>1</td></tr></table>	A	B	--B	A++B	A**B	0	0	1	0	0	0	1	0	1	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1
A	B	--B	A++B	A**B																							
0	0	1	0	0																							
0	1	0	1	0																							
1	0	1	1	0																							
1	1	0	1	1																							

Fig. 2. Operatori logici.

(-A) % B	A	A%B
LOGARITM ZECIMAL	0	GAMMA
ROTUNJIRE PRIN LIPSĂ	1	LOGARITM NATURAL
	2	ROTUNJIRE PRIN EXCES
ARCSINUS	3	SINUS
ARCCOSINUS	4	COSINUS
ARCTANGENT	5	TANGENT
ARCCOTANGENT	6	COTANGENT
ARGSINUS	7	SINUS HIPERBOLIC
ARGCOSINUS	8	COSINUS HIPERBOLIC
ARGTANGENT	9	TANGENT HIPERBOLIC
ARGCOTANGENT	10	COTANGENT HIPERBOLIC

Fig. 4. Funcții matematice elementare.

3. Funcții definite

Stabilirea unui set de primitive care să satisfacă cerințele utilizatorilor este o sarcină extrem de dificilă. În orice moment, utilizatorul vrea să folosească funcții care n-au fost incluse în limbaj. Acest deziderat este satisfăcut, cel puțin parțial, de posibilitatea de a introduce definiții proprii care pot fi utilizate cu aceeași comoditate cu care se utilizează primitivele.

Prima instrucțiune din funcție este numită *header*. Următoarele instrucțiuni formează corpul funcției. Ultima instrucțiune conține caracterele de sfârșit de funcție '%'.
 O funcție este pusă în execuție când este detectat numele ei. Dacă funcția are argumente, trebuie indicate, implicit sau explicit, valorile lor.

Instrucțiunile din corpul unei funcții se identifică printr-un număr, dar există posibilitatea de a eticheta instrucțiunile. O *etichetă* este un simbol încadrat de paranteze drepte, căruia i se asociază numărul instrucțiunii. Simbolul care definește eticheta poate fi folosit în expresii în corpul funcției.

Salt (branch). Execuția unei funcții începe de la prima instrucțiune din corpul ei și urmează succesiunea naturală până la sfârșitul programului. În programele iterative, ruperea de secvență se face cu operatorul de salt ('<' aflat la stînga instrucțiunii). Operandul dreapta este o etichetă sau o expresie care trebuie evaluată la un număr întreg pozitiv. Dacă N este numărul ultimei instrucțiuni introduse, atunci saltul este efectiv pentru valori între 1 și N, iar pentru celelalte valori execuția funcției se termină. Dacă operandul dreapta este structurat, atunci valoarea de salt se face după prima valoare numerică din tablou. Dacă tabloul este vid, saltul este inefectiv, se continuă secvența naturală.

Tipuri de funcții definite. Sînt admise funcții cu sau fără argumente explicite cu sau fără rezultat explicit. În expresii nu pot fi utilizate decît funcții cu rezultat explicit.

Există funcții numai cu argument dreapta funcții monadice) și funcții cu argument dreapta și argument stînga (funcții diadice). Argumentele pot fi explicite sau implicite.

Argumente	Fără rezultat	Cu rezultat
DREAPTA	%F	%Z←F
STÎNGA & DREAPTA	%F Y	%Z←F Y
	%X F Y	%Z←X F Y

Fig. 5. Tipuri de funcții definite.

Variabile locale. Într-o funcție definită apar variabile care nu sînt de interes decît pe durata execuției funcției și nu au nici o legătură cu

variabilele referențiate prin aceleași nume în afara funcției. Argumentele și variabilele rezultate sînt locale funcției. Celelalte variabile locale se trec în header după numele funcției, eventual după argumentul dreapta, și sînt precedate de caracterul ';

Pentru a evita confuziile, variabilele locale și etichetele au prioritate la cercetarea listelor de simboluri.

Funcții recursive. O funcție care folosește în corpul ei propria-i definiție se numește recursivă. Numărul de apelări este limitat de memoria rezervată indicatorului de stare.

Funcția factorial constituie un exemplu de funcție recursivă.

```

N != 1.2. ... (n - 1) . n
%Z ← FACT N
[1] ← 4 * ! N = 0
[2] Z ← N * FACT N - 1
[3] ← 0
[4] Z ← 1 %
  
```

FACT este apelată de N ori, din care de N-1 ori din corpul ei.

Pentru înțelegerea exemplurilor trebuie consultat un manual de utilizare TTPL.

Mecanisme de definirea funcțiilor. În timpul definirii unei funcții este posibil:

- să se *suprime* sau să se *înlocuiască* o instrucțiune diferită de header, introdusă anterior;
- să se *insereze* o instrucțiune, între două instrucțiuni introduse anterior;
- să se *editeze* o instrucțiune diferită de header, introdusă deja.

De asemenea este posibil de a *vizualiza* o instrucțiune sau un grup de instrucțiuni începînd cu headerul, sau întreaga funcție definită.

Redeschiderea funcțiilor definite. Pentru funcțiile definite, introduse complet în memoria calculatorului, se poate restabili modul definiție, scriind numele funcției precedat de '%'. Sistemul răspunde cu numărul ultimei instrucțiuni mărit cu 1 și așteaptă o nouă linie. Procesul întreg poate fi transmis într-o singură instrucțiune.

Funcții suspendate. O eroare întîlnită în execuția unei funcții are ca efect transmiterea unui mesaj de eroare, iar funcția este pusă în starea suspendată. Sistemul așteaptă decizia programatorului. Din această stare, funcția poate fi scoasă printr-un salt la una din instrucțiuni (← N) sau prin abandonarea execuției funcției (← 0).

În starea suspendată orice activitate este admisă:

- se pot executa instrucțiuni individuale;
- se poate continua execuția funcției de la o instrucțiune arbitrară N;
- se poate redeschide definiția unei funcții care nu este *pendinte* (o funcție apelată de funcția suspendată sau de o altă funcție care este apelată de funcția suspendată).

Programatorul poate întreprinde oricare și oricâte din aceste acțiuni în scopul înlesnirii execuției cu succes a funcției suspendate.

Sistemul nu-și asumă riscul unei decizii, deoarece în cele mai multe cazuri se ajunge la *dead-lock*.

4. Indexare

Indexarea are sens numai pentru elemente structurate, nevide și, spre deosebire de alte limbaje evaluate, nu se face numai selecție de elemente individuale ci se creează tablouri noi.

Forma generală :

$$T [L1; L2; \dots; Ln],$$

unde :

$L1, L2, \dots, Ln$ sînt lista de indici. Elementele listei pot fi ele însele tablouri de numere pozitive sau chiar tablouri indexate.

Rangul tabloului rezultat este egal cu numărul de separatori ' ; ' mărit cu 1, din care se scade numărul scalarilor Li . Dimensiunile sînt date de numărul total de elemente din fiecare listă nescalară.

În sfîrșit, dacă pe o anumită poziție între doi separatori ' ; ' nu este scris nimic, indexarea se face după toate componentele coordonatei respective din tabloul original.

Indexare la stînga. Apariția săgeții de specificație la dreapta unui tablou indexat are ca efect înlocuirea elementelor tabloului din stînga, selectate prin lista de indici, cu valori din tabloul de la dreapta săgeții luate în succesiune naturală.

5. Funcții primitive extinse la tablouri

Funcțiile primitive scalare expuse în capitolul 2 se extind la tablouri prin procedeele : element cu element, produs extern, produs intern și reducere.

Extensie element cu element. Este singurul procedeu de extensie la tablouri care admite și funcțiile monadice.

Dacă $T1$ și $T2$ sînt două tablouri, atunci $R \leftarrow T1 f T2$ semnifică faptul că R este un tablou obținut prin aplicarea funcției scalare diadice f , element cu element, tablourilor $T1$ și $T2$. Operația are sens dacă tablourile au același rang și aceleași dimensiuni sau dacă unul din ele este scalar sau tablou cu un singur element. Dacă unul din tablouri este vid (are toate dimensiunile nule), rezultatul este un tablou vid.

Dacă f este o primitivă scalară monadică, atunci $R \leftarrow fT$ este un tablou de același rang și dimensiuni cu T .

Produs extern. Două tablouri $T1$ și $T2$ sînt în produs extern în raport cu primitiva diadică f , se notează cu $T1 \& \cdot f T2$ și au ca rezultat un tablou R format prin aplicarea funcției f tuturor perechilor (t_1, t_2) cu $t_1 \in T1$ și $t_2 \in T2$.

Rangul lui R este suma rangurilor lui $T1$ și $T2$, iar dimensiunea este $(\$T1), \$T2$ (funcțiile *DIMENSION* și *CATENATION*).

Dacă $T1$ sau/și $T2$ sînt scalari sau tablouri cu un singur element, produsul extern degenează în extensia element cu element.

Reducție. Este inefectivă pentru tablourile cu un singur element sau scalari, iar pentru tablourile vide se obține elementul unitate al primitivei diadice.

În cazul matricelor, reducia se aplică 'în lungul' unei coordonate. Rezultatul are o coordonată mai puțin (de unde și denumirea de reducere).

Notăția generală : $f/[t]T$, unde f este funcția diadică, iar t -coordonata după care se face reducia. În absența lui t (f/T), reducia se face după ultima coordonată.

T nu poate fi un tablou de caractere.

Produs intern. Este o extensie a produsului matricial obișnuit definit prin $C \leftarrow A + \cdot B$, A și B fiind două matrice, iar $C [I; J]$ este $+/A [I;] \cdot B [;J]$.

TTPL admite produse de forma $Af \cdot gB$, unde f și g sînt funcții scalare diadice, iar A și B tablouri numerice.

\$A	\$B	\$Af. gB	Conformabilitate	$Z \leftarrow Af. gB$
U	V			$Z \leftarrow f/AgB$
U	V		$U = V$	$Z \leftarrow f/AgB$
	V W	W		$Z \leftarrow f/AgB$
T U	V W	T		$Z [J] \leftarrow f/AgB [;J]$
U	V W	W	$U = V$	$Z [I] \leftarrow f/A [I;] gB$
T U	V W	T	$U = V$	$Z [J] \leftarrow f/AgB [;J]$
T U	V W	T W	$U = V$	$Z [I] \leftarrow f/A [I;] gB$
				$Z [I;J] \leftarrow f/A [I;] gB [;J]$

Fig. 6. Produse interne pentru primitivele scalare f și g .

Conformabilitatea cere ca ultima coordonată a premultiplicatorului să fie egală cu prima coordonată a postmultiplicatorului, exceptînd cazurile cînd unul din argumente este scalar.

6. Funcții mixte

Funcțiile primitive scalare definite în capitolul 2 au argumente scalare și dau ca rezultat un scalar. Ele se pot extinde la tablouri element cu element. Spre deosebire de acestea, funcțiile mixte pot fi definite pe argumente scalare, iar rezultatul să fie un vector, sau pot avea argumente tablouri, iar rezultatul să fie un scalar. Unele funcții definite pe tablouri necesită indicarea coordonatei în lungul căreia se aplică. Se mențin regulile de la reducere.

Numărarea coordonatelor unui tablou începe cu indexul origine. Limbajul admite două valori pentru indexul origine 0 și 1.

Funcție	Notăție	Definiție sau exemple
DIMENSION RESHAPE RAVEL CATENATE	\$A V\$A ,A V,V	$\$V \leftrightarrow 3$ $\$3 \leftrightarrow 10$ $\$C \leftrightarrow 4\ 3$ $9\$A \leftrightarrow 19$ $0\$C \leftrightarrow 10$ $,V \leftrightarrow V$ $,A \leftrightarrow 19$ $\$,3 \leftrightarrow 1$ $V,V \leftrightarrow 2\ 3\ 1\ 2\ 3\ 1$
INDEX GEN INDEX OF	!S V!A	$15 \leftrightarrow 1\ 2\ 3\ 4\ 5$ $10 \leftrightarrow$ vector vid $V!1 \leftrightarrow 3$ $V!A \leftrightarrow \begin{pmatrix} 3 & 1 & 2 \\ 4 & 4 & 4 \\ 4 & 4 & 4 \end{pmatrix}$
COMPRESS	V/A	$0\ 1\ 1/V \leftrightarrow 3\ 1;$ $1\ 0\ 1\ 0/C \leftrightarrow \begin{pmatrix} A & C \\ E & G \\ I & K \end{pmatrix}$
EXPAND	V//A	$1\ 0\ 1\ 1\ //V \leftrightarrow 2\ 0\ 3\ 1;$ $\begin{pmatrix} AB & CD \\ EF & GH \\ IJ & KL \end{pmatrix}$ $1\ 1\ 0\ 1\ 1\ //C \leftrightarrow$
TRANSPOSE	&A V&A	$\&A \leftrightarrow \begin{pmatrix} 1 & 4 & 7 \\ 2 & 5 & 8 \\ 3 & 6 & 9 \end{pmatrix}$ $1\ 1\ \&C \leftrightarrow AFK$
MEMBERSHIP	A 'a comercial' A	$V\ 'a\ comercial'\ 13 \leftrightarrow 1\ 1\ 1$ $A\ 'a\ comercial'\ V \leftrightarrow \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$
ROLL DEAL	$\uparrow\uparrow N$ $M\uparrow\uparrow N$	scalar; număr aleatoriu din !N vector; secvență aleatorie din !N
DECODE ENCODE	V?V V??S	$10?1\ 2\ 3 \leftrightarrow 123$ $24\ 60\ 60?1\ 2\ 3 \leftrightarrow 3723$ $24\ 60\ 60??3723 \leftrightarrow 1\ 2\ 3$
$V \leftrightarrow 2\ 3\ 1$		$A \leftrightarrow \begin{pmatrix} 1 & 2 & 3 \\ 4 & 5 & 6 \\ 7 & 8 & 9 \end{pmatrix}$ $C \leftrightarrow \begin{pmatrix} ABCE \\ EFGH \\ IJKL \end{pmatrix}$

Fig. 7. Funcții mixte

DIMENSION (dimensiune). Funcția monadică $\$T$ generează un vector de numere întregi a cărei dimensiune este egală cu rangul tabloului T . Componentele vectorului sînt obținute din dimensiunile tabloului. Scalarii sînt tablouri de rang zero, prin urmare $\$S$ este un vector vid.

RESHAPE (retabelare). Funcția $D\$T$ retablează tabloul T la dimensiunile indicate de D (scalar sau vector numeric sau logic). Dacă numărul total de elemente din noul tablou este inferior numărului de elemente din vechiul tablou, ultimele elemente nu se utilizează. Invers, dacă pentru generarea noului tablou nu sînt suficiente elementele din vechiul tablou, acestea se repetă ciclic pînă la generarea completă a tabloului.

RAVEL. Funcția monadică $(,T)$ transformă tabloul T în vectorul T , a cărei dimensiune este suma dimensiunilor vechiului tablou. Un scalar este transformat într-un vector cu o singură componentă. Funcția lasă neschimbați vectorii.

CATENATION (înlănțuire). Doi vectori V și U sînt înlănțuiți pentru a se obține un nou vector a cărei dimensiune este suma dimensiunilor celor doi vectori. Catenation este o funcție diadică și se notează (V, U) . Vectorii caracter nu pot fi înlănțuiți decît cu vectori caracter.

INDEX GENERATOR. Dacă N este un număr întreg pozitiv sau zero, funcția monadică $!N$ generează un vector de N numere întregi pozitive pornind cu indexul origine. Dacă $N = 0$, se obține vectorul vid în oricare origine.

INDEX OF. Funcția diadică $(V!T)$, unde V este un vector iar T un tablou, generează un tablou cu aceleași dimensiuni ca și T . Componentele noului tablou sînt numere întregi pozitive reprezentînd poziția ultimei apariții în vectorul V a elementelor tabloului T . Pentru oricare element din T ce nu se găsește în V se obține valoarea $\$V + 1$, adică poziția ultimului element din V la care se adaugă 1.

Dacă T este scalar, rezultatul este un vector cu o singură componentă.

TRANSPOSE (transpunere). În forma generală $(V\&T)$ este o funcție diadică, V fiind un vector cu componente pozitive care nu depășesc rangul lui T . V este o permutare a coordonatelor lui T .

Elementele lui V nu sînt necesar diferite între ele; două sau mai multe componente pot fi egale, iar rezultatul va fi o secțiune diagonală a tabloului T .

Funcția prezintă interes numai pentru tablouri de rang mai mare sau egal cu 2.

COMPRESS (comprimare). Este o funcție diadică cu argumentul dreapta structurat care se aplică unei coordonate specificate sau, implicit, ultimei coordonate. Se notează L/T , unde L este scalar, vector sau tablou de elemente logice. Dacă L este scalar sau tablou cu un singur element, se va aplica tuturor elementelor lui T . Conformabilitatea cere ca orice element din stînga să aibă un corespondent în partea dreaptă deci numărul de elemente al tabloului din stînga trebuie să fie egal cu lungimea coordonatei după care se face comprimarea.

EXPAND (dilatare). Se notează $L//T$ și are efectul invers funcției precedente. În tabloul T se introduce zero, sau spațiu în tablourile caracter, pe pozițiile 1 din L . Dilatarea are loc în lungul unei coordonate indicate sau în lungul ultimei coordonate a lui T . Se mențin toate restricțiile funcției precedente.

MEMBERSHIP (apartenență sau funcție caracteristică). Se notează $T1$ 'a comercial' $T2$. Rezultatul este un tablou de elemente logice și are aceleași dimensiuni ca și $T1$. Practic, fiecare element din $T1$ este căutat în $T2$ și dacă este găsit în rezultat trece TRUE, contrar FALSE. Dacă $T1$ și $T2$ sînt scalari, funcția are același efect cu '='.

DECODE (decodifică). Funcția $B?T$ are ca rezultat un scalar obținut prin evaluarea tabloului T într-un sistem de numerație cu baza $B[1], \dots, B[B]$. Dacă B este scalar sau tablou cu un singur element, se aplică tuturor elementelor lui T ; altfel cele două tablouri trebuie să aibă același număr de elemente.

ENCODE (codifică). Se notează $B??N$, B fiind scalar, vector sau tablou, iar N scalar. Rezultatul are aceeași dimensiune ca și B . Funcția realizează reprezentarea numărului N în sistemul de numerație cu baza B . Se mai numește și funcție reprezentare.

Atît ENCODE cît și DECODE nu au sens pentru tablouri de caractere.

ROLL (selecție aleatorie) [8]. Funcția monadică ($\uparrow\uparrow N$) furnizează un scalar, număr aleatoriu ales din șirul (!N).

DEAL (selecție aleatorie). Funcția diadică ($M\uparrow\uparrow N$) furnizează un vector de dimensiune M , obținut din M selecții aleatorii din șirul (!N). Atît M cît și N sînt scalari sau tablouri cu un singur element.

COMMENT (comentariu). Dacă 'a comercial' este primul caracter semnificativ într-o instrucțiune, mesajul este considerat ca un comentariu și se cere o nouă intrare. Mesajul nu se introduce în partiția activă, deci funcțiile definite nu conțin linii comentariu.

7. Concluzii

Din succinta prezentare a limbajului reiese că utilizatorul are la dispoziție un număr relativ mare de operatori, unii dintre ei de o remarcabilă putere și flexibilitate.

Cele patru extensii ale limbajului oferă o manevră simplă a variabilelor structurate; operațiile cu vectori, matrice sau tablourile de dimensiuni mari nu se deosebesc de operațiile cu scalari. Distingerea tipurilor de variabile cum și testele de conformabilitate sînt scoase din sarcina utilizatorului. Combinațiile de operatori sau variabile nepermise sînt semnalate prin mesaje de eroare laconice dar sugestive.

Anumite combinații de operatori în 'produs intern' și 'reducție' pot să pară surprinzătoare și chiar inutilizabile. În programarea unor algoritme mai complicate, utilizatorii abili vor găsi utilizări ale acestora, forțați de un spațiu de memorie sau de un timp de calcul mic.

Totuși limbajul rămîne deschis, în sensul că oriînd pot fi eliminați operatori care se dovedesc inutili și de asemenea pot fi adăugați alții pe care practica îi impune.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Iverson, K. E. *A programming language*. New York Wiley, 1962.
- [2] Falkoff, A. D., Iverson, K. E. *A formal description of system/360*. În: IBM syst. journ., nr. 3, 1964.
- [3] Pakin, S. *APL/360 reference manual*. Science research associates, 1967.
- [4] Berry, P. C. *APL/360 primer*. IBM Corp., 1968.
- [5] Falkoff, A. D., Iverson, K. E. *The APL/360 terminal system*. ACM symposium on experimental systems for applied mathematics. Academic Press, 1968.
- [6] McCracken, D. D. *Wither APL?* În: Datamation, sept. 1970.
- [7] Macarie, P. *TTPL*, în „FELIX C-256, structura și programarea calculatorului”, cap. 8. București, Ed. tehnică, 1973.
- [8] Macarie, P. *Generarea numerelor pseudoaleatoare*, în „Calculatorul CET-500”, cap. 10. București, Ed. Acad. R.S.R., 1968.

COSTICĂ NITU*

Metodă pentru derivarea semnalelor lent variabile în timp

În instalațiile industriale de automatizare și în tehnica transmisiei informației are o utilizare relativ mare modularea în durată a impulsurilor [1]. Astfel uneori este necesar ca durata impulsurilor să fie nu numai proporțională cu semnalul modulat ci să depindă și de prima derivată a acestuia. Asemenea cazuri se întâlnesc de exemplu, în construcția reguletoarelor automate și în instalațiile de telemecanică. Unul dintre domeniile de utilizare a reguletoarelor cu modulare în durată a impulsurilor de comandă se referă la sistemele cu semnale lent variabile în timp. Pentru acest tip de semnale, în cazul transmiterii lor sub formă de impulsuri modulate în durată, în lucrare se prezintă o nouă metodă de obținere a derivatei. Metoda propusă se bazează pe utilizarea unor elemente numerice și analogice de calcul, însă poate fi realizată și numai cu elemente analogice de calcul. S-a ales soluția utilizării și a unor elemente numerice de calcul pentru ca blocul de derivare să poată fi comandat de către un calculator numeric, ca de exemplu în cazul variației automate a perioadei de eșantionare.

Se cunoaște că, pentru modularea în durată a unui semnal $x(t)$, se folosește un semnal sub formă de dinte de ferăstrău $y(t)$. Pentru ca durata impulsului să depindă și de prima derivată se propune ca din semnalul sub formă de dinte de ferăstrău să se scadă un semnal auxiliar dependent de viteza de variație a semnalului modulat. Pentru obținerea semnalului auxiliar se folosesc două circuite pasive RC cu constante diferite de timp. Semnalele de la ieșirea acestor circuite se scad, obținându-se un semnal auxiliar care se scade din semnalul sub formă de dinte de ferăstrău. Pentru ca semnalul auxiliar să depindă de derivata semnalului modulat, la intrarea circuitelor pasive se aplică semnalul sub formă de dinte de ferăstrău numai pe durata de timp cât există semnalul modulat în durată.

Schema bloc a dispozitivului pentru modularea în durată a unui semnal, având în vedere și derivata acestuia, este prezentată în figura 1. Impulsul A , care marchează începutul perioadei de eșantionare, acționează asupra bistabilului B care deschide poarta P , lăsând să treacă la numărătorul binar NB impulsurile de frecvență f . Conținutul numărătorului binar este convertit într-un semnal analogic $y(t)$, sub formă de dinte de ferăstrău, cu ajutorul convertorului numeric-analogic N/A . Semnalul $y(t)$ se aplică la intrarea organului de nul ON și la două circuite RC.

Când organul de nul sesizează trecerea prin zero a sumei algebrice a semnalelor de intrare, acesta dă impulsul C care trece în celalaltă stare bistabilul B , blocându-se poarta P . Impulsul C aduce și numărătorul binar în stare zero. Așa cum se va demonstra, începutul impulsurilor modulate în durată este determinat de momentul sosirii impulsurilor de tact A , iar sfârșitul, de momentul trecerii organului de nul în celalaltă stare.

Trecerea organului de nul în celalaltă stare reprezintă trecerea prin valoarea zero a funcției:

$$y(t) - [x_1(t) - x_2(t)] = x(t), \quad (1)$$

unde t este timpul măsurat de la începutul fiecărei perioade. Alegând frecvența f a impulsurilor de numărare mult mai mare decât frecvența impulsurilor de eșantionare, se poate neglija efectul de cuantificare a semnalului sub formă de dinte de ferăstrău. În acest caz, relația (1) devine:

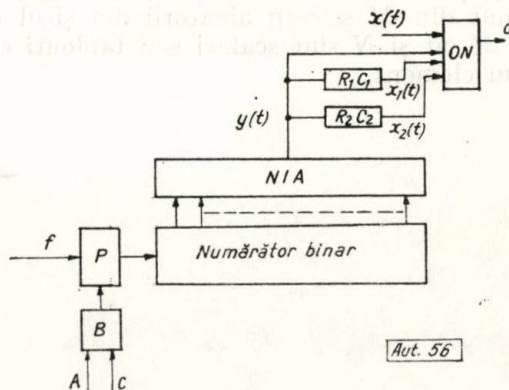
$$K \cdot t - x_1(t) + x_2(t) = x(t), \quad (2)$$

unde K este un coeficient de proporționalitate.

Pentru a analiza funcționarea dispozitivului ne propunem să determinăm răspunsul acestuia, atunci când semnalul modulat $x(t)$ are forma unei trepte. Deoarece semnalele lent variabile pot fi descompuse într-o sumă de semnale treaptă, rezultă că răspunsul analizat poate caracteriza metoda prezentată. Având în vedere notațiile din figura 1, se obțin următoarele transformate Laplace ale semnalelor indicate în figură:

$$Y(s) = \frac{K_2}{s^2}; \quad X_1(s) = \frac{K_2}{s^2} \cdot \frac{K_3}{1 + s \cdot T_1};$$

$$X_2(s) = \frac{K_2}{s^2} \cdot \frac{K_3}{1 + s \cdot T_2}, \quad (3)$$



Aut. 56

Fig. 1

* Dr. ing. C. Nitu este șef de lucrări la Catedra de automatică a Institutului politehnic București.

unde K_3 , T_1 și T_2 sînt, respectiv, coeficientul de amplificarea și constantele de timp ale circuitelor RC. Luînd transformata inversă Laplace și înlocuind în relația (1), se obține :

$$K_2 \cdot t + K_1 \cdot (T_2 - T_1) + K_1 \cdot (T_1 \cdot e^{\frac{-t}{T_1}} - T_2 \cdot e^{\frac{-t}{T_2}}) = X(t),$$

unde s-a notat $K_1 = K_2 K_3$. Pentru simplificare, în continuare vom folosi notația :

$$X_3(t) = X_1(t) - X_2(t).$$

Considerînd că originea timpului t este începutul perioadei; pentru determinarea duratei t_1 a primului impuls trebuie rezolvată ecuația :

$$K_2 \cdot t_1 + K_1 \cdot (T_2 - T_1) + K_1 \cdot (T_1 \cdot e^{\frac{-t_1}{T_1}} - T_2 \cdot e^{\frac{-t_1}{T_2}}) = X(t_1).$$

Deci în general durata t_n a impulsului mărimii de comandă în tactul n se determină rezolvînd ecuația :

$$K_2 \cdot t_n - X_3 [nT + t_n] = X(nT + t_n). \quad (4)$$

În continuare se determină intervalul de timp a , din fiecare perioadă, în care amplitudinea impulsului de comandă este zero : $a = T - t_n$.

Pentru a determina durata t_2 a impulsului în tactul al doilea, vom considera că, atunci cînd amplitudinea impulsului este zero (deci nu se mai transmite tensiunea în dinte de ferăstrău la organul de nul), descărcarea circuitelor pasive RC este caracterizată prin constanta de timp T_3 . Din principiul de funcționare al dispozitivului prezentat în figura 1, utilizînd metoda spațiului stărilor, se deduc valorile tuturor mărimilor caracteristice la orice moment de timp. Astfel, la începutul tactului cu numărul de ordine $n+1$, mărimile caracteristice sînt determinate de funcțiile :

$$X_1 [(n+1)T] = X_1 [nT + t_n] \cdot e^{\frac{-a}{T_3}}, \quad (5)$$

$$X_2 [(n+1)T] = X_2 (nT + t_n) \cdot e^{\frac{-a}{T_3}}.$$

Pentru a determina durata t_{n+1} a impulsului mărimii de comandă în tactul $(n+1)$ se rezolvă în mod similar ecuația :

$$K_2 \cdot t_{n+1} - X_3 [(n+1) \cdot T + t_{n+1}] = X [(n+1) \cdot T + t_{n+1}]. \quad (6)$$

Prin urmare, pentru determinarea duratei impulsului este necesar ca în fiecare tact să se

rezolve ecuația (4). Pentru aceasta trebuie să se cunoască valorile mărimilor caracteristice la începutul fiecărui tact (ecuațiile (5)).

Parametrii care determină durata impulsurilor sînt : frecvența de lucru f a numărătorului decadic, constantele de timp T_1 , T_2 și coeficientul de proporționalitate K_3 al circuitelor pasive $R_1 C_1$ și $R_2 C_2$. De obicei, pentru varierea ponderii componente proporționale, dacă se dorește să se mențină perioada T constantă, se schimbă frecvența de lucru f . Stabilirea ponderii componente derivate se poate face în mai multe moduri :

— menținînd constante valorile parametrilor K_3 și T_1 , se variază constanta de timp T_2 , așa cum s-a procedat în cercetările experimentale care vor fi prezentate mai jos ;

— menținînd constante valorile constantelor de timp T_1 și T_2 , se variază coeficientul K_3 . În acest caz, între intrarea circuitului $R_1 C_1$ și ieșirea convertorului numeric analogic se intercalează un divizor. Din motive de simplificare a construcției, divizorul se poate alege de tip reostatic și prin urmare coeficientul poate fi variat între limitele zero și unu.

O problemă importantă reprezintă determinarea duratei impulsurilor în regim staționar, în cazul aplicării unei trepte X_0 la intrarea dispozitivului prezentat. Din relațiile (5) se pot obține ecuațiile :

$$X_1 [nT + t_n] = X_1 [nT] \cdot e^{\frac{T-t_n}{T_3}},$$

$$X_2 [nT + t_n] = X_2 [nT] \cdot e^{\frac{T-t_n}{T_3}},$$

unde conform teoriei spațiului stărilor, înlocuind expresiile pentru variabilele $X_1 [nT + t_n]$ și $X_2 [nT + t_n]$, se obțin ecuațiile :

$$X_1 [nT] \cdot e^{\frac{-t_n}{T_3}} + K_1 (t_n - T_1 + T_1 \cdot e^{\frac{-t_n}{T_1}}) = X_1 [nT] \cdot e^{\frac{T-t_n}{T_3}}, \quad (7)$$

$$X_2 [nT] \cdot e^{\frac{-t_n}{T_3}} + K_1 (-T_2 + t_n + T_2 \cdot e^{\frac{-t_n}{T_2}}) = X_2 [nT] \cdot e^{\frac{T-t_n}{T_3}}.$$

Din ecuațiile (5) și din ecuația generală (4) se deduce ecuația :

$$K_2 \cdot t_n - \{X_1 [nT] - X_2 [nT]\} \cdot e^{\frac{T-t_n}{T_3}} = X_0 \quad (8)$$

Astfel s-au obținut trei ecuații (ecuațiile (7) și (8)) cu trei necunoscute : $X_1 [nT]$, $X_2 [nT]$ și t_n . Prin urmare, cunoscînd valorile parametrilor T_1 și T_2 , se poate determina durata impulsurilor în regim staționar, deci ponderea componente proporționale.

Pentru studiul metodei propuse, pe calculator electronic s-au rezolvat unele probleme privind influența diferiților parametri asupra re

gimului tranzitoriu la o variație în treaptă a semnalului modulat. În acest scop, pentru condiții inițiale nule ale mărimilor $X_1(t)$, $X_2(t)$, s-a utilizat următorul algoritm :

— pentru frecvența de lucru s-a ales $f=50$ Hz, ceea ce oferă unele avantaje din punct de vedere constructiv ;

— pentru determinarea duratei impulsului mărimii de comandă în tactul n s-a rezolvat ecuația (4), care s-a pus sub forma :

$$K_2 \cdot t_n - X_1 [nT + t_n] + X_2 [nT + t_n] = X(nT + t_n). \quad (9)$$

Pentru determinarea cu ajutorul calculatorului electronic a duratei t_n s-a folosit metoda iterației. Prin alegerea frecvenței de lucru a regulatorului $f = 50$ Hz, reiese că pasul de testare este $t = 0,02$. Ecuația (9) a fost rezolvată cu precizia de 0,5%, ceea ce corespunde preciziei organului de nul al convertorului numeric-analogic. În continuare sînt prezentate datele experimentale obținute, din care se va efectua o analiză a dependenței duratei impulsurilor de valoarea amplitudinii semnalului și a constantelor de timp. În vederea determinării pe calculatorul electronic a caracteristicilor $t_n = f(x)$ și $t_n = f(T_2)$, după cum s-a menționat, pentru parametrii dispozitivului s-au ales următoarele valori : $f = 50$ Hz, $T = 30$ s, $K_3 = 1$, $T_3 = 100$ s și $K_2 = 50$. Pentru constanta de timp T_2 s-au luat următoarele valori : 1; 1,5; 2; 2,5 și 8 s, iar pentru constanta de timp T_1 s-a luat valoarea 0,5 s. Pentru constanta de timp T_2 s-au luat mai multe valori pentru a se studia efectul componentei derivate. Pe calculatorul electronic s-a rezolvat ecuația (9) în raport cu variabila t_n , atunci cînd pentru parametrii dispozitivului s-au luat valorile indicate. În tabela 1 se dau valorile numerice ale duratei t_n a impulsurilor pentru diferite valori ale constantelor de timp T_2 , atunci cînd $X = 50$ și $T_1 = 0,5$ s. Pentru convertorul numeric-analogic s-a ales coeficientul unu, adică unei unități binare îi corespunde o unitate a semnalului modulat.

În mod similar au fost determinate valorile numerice ale duratei de timp t_n și pentru alte valori ale mărimii semnalului supus modulării. Din această tabelă reiese că durata impulsurilor (pentru $X = \text{const.}$) scade cu creșterea numărului de ordine n al tactului. Astfel, pentru orice

valoare a amplitudinii semnalului supus modulării se respectă condiția :

$$t_1 > t_2 \geq t_3 \geq t_4 \geq t_n = \text{const.},$$

ceea ce reflectă existența componentei derivate și a componentei proporționale. Componenta proporțională este reprezentată prin durata impulsurilor atunci cînd numărul n este suficient de mare, ceea ce este evident din raportul cu perioada de eșantionare T . Pentru valorile alese se constată că, după a treia perioadă de la variația în treaptă a semnalului modulat, componenta derivativă se anulează și rămîne numai componenta proporțională.

După datele obținute pe calculatorul electronic s-au construit grafice care reflectă dependența $t_n = f(T_2)$ pentru cazul cînd ceilalți parametri au valori constante. Aceste grafice sînt prezentate în figura 2 pentru $t_1 = f(T_2)$ și în figura 3 pentru $t_2 = f(T_2)$. Din analiza dependenței $t_1 = f(T_2)$ reiese că durata primului impuls t_1 crește cu cît constanta de timp T_2 este mai mare. Din analiza dependenței $t_2 = f(T_2)$ reiese că durata celui de al doilea impuls crește la fel, dar pentru aceeași variație a constantei de timp T_2 creșterea duratei t_2 este mai mică decît a primului impuls. De aici rezultă că, prin creșterea constantei de timp T_2 , componenta derivativă devine mai mare. Deci pentru stabilirea ponderii componentei derivate este

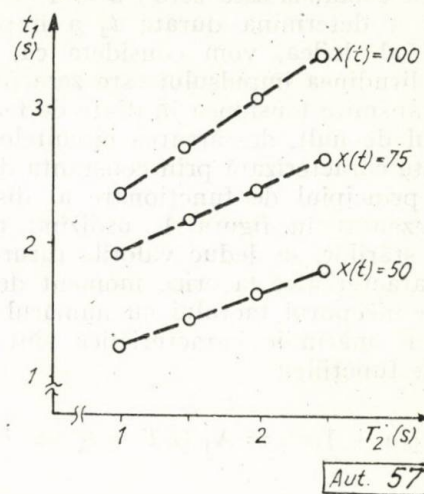


Fig. 2

Tabela 1

$T_2 \backslash n$	1	2	3	4	5	6	7	8
1	1,220	1,140	1,120	1,120	1,120	1,120	1,120	1,120
1,5	1,420	1,260	1,220	1,220	1,220	1,220	1,220	1,220
2	1,600	1,360	1,300	1,300	1,300	1,300	1,300	1,300
2,5	1,740	1,440	1,380	1,360	1,360	1,360	1,360	1,360
8	2,920	2,020	1,880	1,880	1,880	1,880	1,880	1,880

suficient să se varieze constanta de timp T_2 , menținând ceilalți parametri constanți. Metoda are dezavantajul că, printr-o asemenea variație a ponderii componentei derivate, ponderea componentei proporționale nu este constantă.

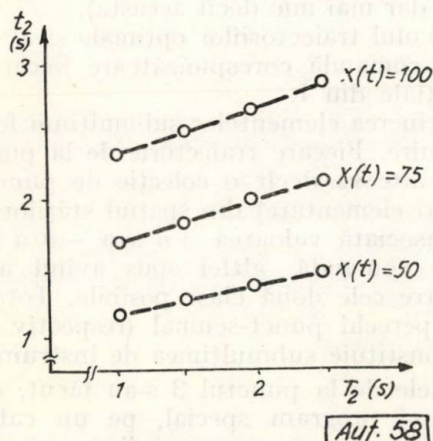


Fig. 3

Rezolvînd în mod similar ecuația (9), care definește valoarea duratei t_n , s-au obținut valori numerice pe baza cărora s-a construit graficul $t_1 = f(x)$, prezentat în figura 4. Din acest

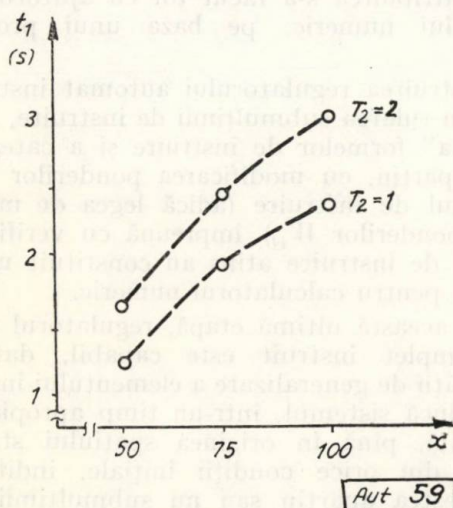


Fig. 4

grafic rezultă că durata primului impuls crește odată cu creșterea mărimii semnalului, sub formă de treaptă, supus modulării.

Metoda prezentată pentru modularea în durată a impulsurilor, ținînd seamă și de derivata semnalului, a fost verificată experimental prin realizarea dispozitivului prezentat în figura 1. Blocurile acestui dispozitiv au fost realizate utilizînd elemente din sistemul de comutație statică UNIOLOG. Rezultatele obținute din verificările experimentale ale dispozitivului realizat au coincis cu rezultatele obținute prin analiza pe calculatoare electronice a metodei prezentate în lucrare.

Metoda descrisă pentru modularea în durată, atunci cînd este necesară o dependență a duratei și de derivata semnalului modulată, poate fi folosită în transmiterea comenzilor în instalațiile de automatizări industriale și în telecomenzi. Metoda are avantajul că folosește și elemente numerice de calcul, ceea ce asigură o creștere a preciziei de obținere a componentei derivate. Utilizarea a două circuite pasive conectate într-un montaj diferențial face ca efectul de îmbătrînire a elementelor să influențeze mai puțin parametrii blocului de modulare. Un alt avantaj îl constituie faptul că funcționarea blocului prezentat poate fi comandată de către un calculator electronic, ceea ce se folosește în instalațiile ierarhice de telecomandă. Prin urmare, dispozitivul descris, față de dispozitivele realizate numai cu elemente numerice de calcul, este mult mai simplu [2], iar față de dispozitivele realizate numai cu elemente analogice de calcul prezintă o precizie și o siguranță în funcționare mult mai mari.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Spătaru, A.I. *Teoria transmisiunii informației. Semnale și perturbări*. București, Editura tehnică, 1966.
- [2] Kru g, E. K. *Regulatoare numerice*. Moscova, Nauka, 1967.
- [3] Călin S. *Regulatoare automate*. București, EDP, 1967.
- [4] Nitu, C. *Sisteme numerice de reglare cu caracteristici de invariantă*. Teză de doctorat. Institutul politehnic București, 1971.

Procedura descrisă poate servi ca metodă de realizare (proiectare) a unui regulator automat, atunci când nu este posibilă o soluție analitică.

O altă aplicație a regulatorului instruibil cu supraveghere ar putea să fie dublarea (înlocuirea) omului în cazuri specifice. De exemplu, în tehnica spațială un astfel de regulator ar putea comanda reintrarea unui vehicul spațial în atmosfera terestră. Instruirea regulatorului se poate face, în acest caz, de către un pilot, la sol, în condiții de simulare a zborului.

III. Sistem intrinsec instruibil fără supraveghere

Sistemul instruibil din figura 2 este astfel conceput încât poate să învețe, fără supraveghere externă, să conducă obiectul reglat pornind din orice condiții inițiale date pînă în originea spațiului stărilor, în mod optim în sensul extremizării unui index de performanță (IP). Singurele condiții impuse sînt: posibilitatea măsurării perturbației, cunoașterea ordinului obiectului reglat și specificarea indexului de performanță (de tip integral).

În continuare se discută cazul cel mai simplu: obiectul reglat este de ordinul II, perturbația constă în schimbarea condițiilor inițiale, semnalul de comandă poate să primească numai două valori ± 1 .

Principala problemă pe care sistemul trebuie să o rezolve în perioada de instruire este împărțirea spațiului formelor (în acest caz planul stărilor) în două categorii (clase) corespunzătoare celor două semnale de comandă posibile $+1$ și -1 .

În scopul economisirii memoriei regulatorului instruibil se folosește următoarea metodă („sample set construction”), bazată pe ideea că punctele aflate în vecinătatea unui punct dat din spațiul stărilor au, de obicei, caracteristici asemănătoare și cer semnale de comandă identice. Se începe prin constituirea de submulțimi circulare cu rază R prestabilită, în planul stărilor, în jurul vectorilor de stare (formelor) pe care regulatorul instruibil îi primește la intrare. Doi vectori aparțin aceleiași submulțimi dacă distanța dintre ei este mai mică decît R ; dacă apare un alt vector la o distanță mai mare decît R , atunci se instituie o nouă submulțime circulară în jurul acestui nou vector (există desigur un număr de reguli mai amănunțite [3], [4]). În acest mod, memoria regulatorului instruibil nu

este risipită prin instituirea de submulțimi în zonele spațiului stărilor în care nu apar nicio-dată vectori (forme).

Este prevăzut ca sistemul să funcționeze secvențial cu perioada T ; la fiecare pas, regulatorul instruibil trebuie să asocieze vectorului prezent una dintre cele două comenzi posibile $+1$ sau -1 . Dacă alegerea făcută a fost corectă sau nu, sistemul nu poate afla cu ajutorul indexului de performanță IP, întrucît acesta nu poate fi evaluat decît după un număr mai mare de pași, ceea ce înseamnă, de asemenea, un număr de decizii de comandă; este clar că nu se poate discerne care dintre aceste decizii are participarea cea mai mare la îmbunătățirea (sau înrăutățirea) valorii indexului de performanță. De aceea se recurge la un index de performanță subcriteriu (IPS) care se calculează la fiecare pas (perioadă T) și a cărui valoare indică o îmbunătățire sau o înrăutățire a performanței. Această concluzie se asociază vectorului prezent după o tehnică de „întărire” a memoriei („reinforcement”) care constă în următoarele: inițial, fiecare submulțime circulară (și implicit toate punctele sale) are asociată o probabilitate de 50% pentru semnalul de comandă $u = +1$ (și, respectiv, de 50% pentru semnalul de comandă $u = -1$). În conformitate cu valorile indexului de performanță subcriteriu IPS și pe baza unui algoritm de instruire, probabilitățile submulțimii prezente se vor modifica. Pe măsură ce procesul de instruire avansează, probabilitățile majorității submulțimilor circulare se îndreaptă clar către o valoare limită de 100% sau 0% (în practică se ia un prag oarecare), arătînd prin aceasta că se află în categoria $u = +1$, respectiv $u = -1$. Un număr de submulțimi circulare vor prezenta însă oscilații între cele două sensuri sau vor rămîne cu probabilități în jurul a 50%; aceste submulțimi se află pe frontiera de separație, fiind sectionate de aceasta. În continuare, aceste submulțimi vor fi la rîndul lor împărțite în alte submulțimi circulare cu raza mai mică, ceea ce duce la o mai mare finețe în generarea frontierei de separație (fig. 3).

După încheierea fazei de instruire, sistemul este capabil să evolueze în mod apropiat de optimul dorit prin indexul de performanță IP, pornind din orice punct aparținînd submulțimilor stabilite la instruire și pînă în apropierea originii, pe un ciclu limită care depinde de precizia cu care a fost generată frontiera de separație. Măsura în care comportarea sistemului este apropiată de optimul cerut de IP depinde de buna alegere a subcriteriului IPS.

Sistemul prezentat poate fi extins la mai mult de două valori ale semnalului de comandă, la ordine mai mari ale obiectului reglat și permite introducerea perturbațiilor aditive în vectorul-

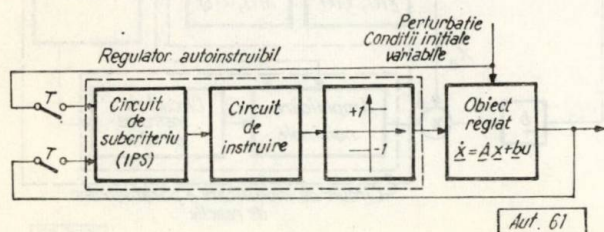


Fig. 2. Sistem intrinsec instruibil fără supraveghere.

-formă prin mărirea dimensionalității spațiului formelor și cu condiția ca aceste perturbații să fie măsurabile [5]; de asemenea, nu se impune vreo condiție forme suprafeței de separație.

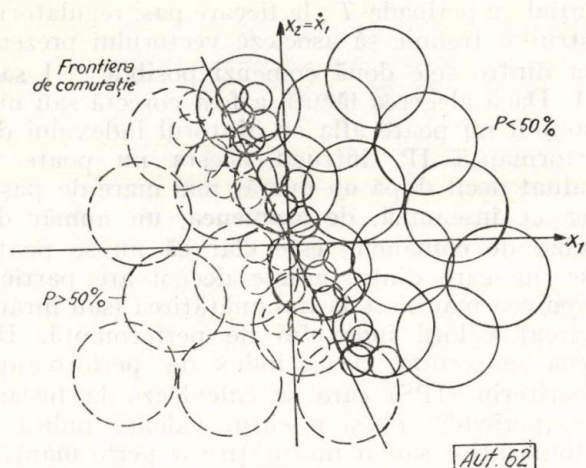


Fig. 3. Construcția submulțimilor în spațiul formelor.

IV. Sistem adaptiv instruibil fără supraveghere

Sistemul instruibil din figura 4 este o aplicație din domeniul tehnicii spațiale, fiind destinat să realizeze reglarea automată axială a poziției unui satelit cilindric în scopul asigurării comunicației laser [2]. Acesta este al treilea nivel de reglare automată a poziției satelitului; cele două nivele anterioare au menirea să micșoreze eroarea unghiulară de poziție sub limitele de ± 80 arcsec (reglare automată grosieră a poziției) și respectiv $\pm 0,2$ arcsec (reglare automată fină a poziției). În ecuațiile de mișcare ale satelitului, variabilele de stare $x(t)$ sînt abaterile de rotație față de cele trei axe de referință, iar acțiunile de reglare $u(t)$ sînt accelerațiile care acționează asupra celor trei roți de inerție. Toate cuplurile de perturbație (aerodinamice, ale radiațiilor incidente și contribuțiile gravifice datorate formelor nesferice ale planetelor) se consideră cumulate în variabilele aleatorii $l(t)$, de asemenea distribuite pe cele trei axe.

Se consideră numai cazul uneia dintre cele trei axe, pentru care ecuația este de ordinul doi cu un parametru variabil $a(t)$, dependent de geometria satelitului, de orientarea momentană și de derivatele cuplurilor active.

Perturbația $l(t)$ este inițial presupusă a fi un proces stohastic colorat; pe o analiză primară, $l(t)$ se modelează ca un proces Markov de ordinul întâi, cu un parametru variabil $\alpha(t)$. Cu $l(t)$ modelat se aplică o procedură de optimizare inițială, întrucît $l(t)$ real va prezenta diferențe față de cel presupus inițial, comportarea sistemului va fi suboptimală; pentru micșorarea acestor diferențe se echează sistemul cu un regulator instruibil fără suprareglare (desigur că această operație nu poate fi efectuată decît în

timp ce sistemul este în funcție, adică atunci cînd satelitul gravitează în jurul unei planete).

Forma acțiunii de reglare este dată dinainte, și anume: acțiunea de reglare este proporțională cu starea sistemului (estimată: $\hat{x}_a$), prin vectorul factorilor de amplificare λ . Acești factori au valorile inițiale (nominale) stabilite prin calculul inițial de optimizare (folosind $l(t)$ modelat), dar vor fi modificați ca efect al instruirii on-line (fără supraveghere). Procesul de instruire constă într-o serie de transformări (conforme) între spațiul parametrilor obiectului reglat (spațiul $\alpha - \alpha$) și spațiul parametrilor de reacție (adică spațiul factorilor de amplificare $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$). Pentru a economisi memoria regulatorului instruibil, spațiul parametrilor obiectului reglat este cuantizat în pătrate elementare (hipercuburi, în cazul general), cărora li se asociază cîte un vector λ al parametrilor de reacție.

Regulatorul instruibil este echipat cu un „circuit de criteriu on-line” (sau „controlor de performanță”), care primește informația curentă, pe baza căreia stabilește dacă și cum trebuie modificați parametrii de reacție λ_i . Informația curentă (asupra mediului parțial cunoscut) provine din măsurarea erorilor de poziție; aceste măsurători sînt prelucrate, transpuse în valoarea unei „funcții de cost on-line”, care este folosită apoi într-un algoritm de instruire on-line (fără supraveghere) pentru modificarea corespunzătoare a parametrilor λ_i .

Ca și în cazul sistemului din paragraful III, și aici este prevăzută o funcționare secvențială cu perioada T , făcîndu-se apel la un index de performanță global IP (care trebuie să fie compatibil cu performanțele cerute în cazul specific) și la un index de performanță subcriteriu IPS (care trebuie să fie compatibil cu indexul global). Indexul IPS, calculat pe fiecare perioadă T , se folosește tot pentru conducerea procesului de instruire.

În aplicația prezentată [2] s-au folosit două tipuri de algoritme de instruire.

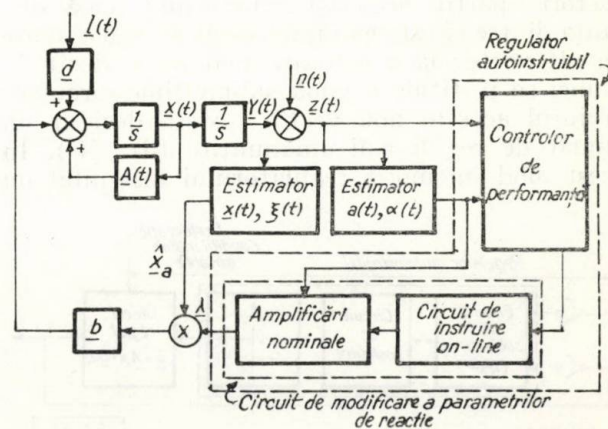


Fig. 4. Sistem adaptiv instruibil fără supraveghere.

1. Algoritm cu corectarea erorii. În acest caz, parametrii de reacție λ_i sînt modificați numai dacă performanța prezentă este inferioară celei precedente (sau dacă nu s-a îmbunătățit în suficientă măsură). Algoritmul utilizat este euristic în sensul că nu s-a demonstrat convergența printr-o teoremă ci numai s-a verificat experimental convergența într-un număr de cazuri.

2. Algoritm cu „întărirea memoriei”. Ca și în sistemul din paragraful III, acest algoritm, în funcție de valoarea indexului IPS, modifică într-un sens sau în altul probabilitatea de atribuire a unui vector λ unei situații de reglare.

V. Sisteme adaptive instruibile pentru reglarea proceselor industriale

În procesele industriale complexe, reglarea adaptivă este un mijloc de scădere a prețului de cost, de creștere a productivității, de micșorare a rebuturilor; se efectuează măsurători on-line (în timpul funcționării sistemului) pentru a evalua calitatea comportării sistemului și, pe această bază, se generează semnale de adaptare pentru a se obține comportarea optimă.

În realizarea practică a acestor sisteme, gradul de îmbunătățire al eficienței economice este strîns legat de existența echipamentelor precise și ieftine pentru evaluarea calității comportării sistemelor.

Sistemul adaptiv din figura 5 este destinat reglării unei mașini-unelte [6]. Mașina este reglată prin două bucle: una convențională și una de adaptare. În bucla convențională, un sistem de reglare numerică citește de pe o bandă de hîrtie date privind dimensiunile pieselor, ritmul de introducere a pieselor și viteza de așchiere. Pe această bază, sistemul generează comenzile privind poziția reciprocă unealtă-piesă și viteza de așchiere pe care le aplică servosistemelor mașinii. Pozițiile și vitezele reale sînt măsurate și apoi comparate cu cele programate. Această buclă de reglare convențională face ca mașina să îndeplinească programul dat la o anumită viteză de alimentare și la o anumită viteză de prelucrare. Prin reglarea adaptivă, variabilele ajustabile ale mașinii sînt modificate în timpul funcționării, pentru maximizarea productivității, în ciuda perturbațiilor prezentate de mașină și de piesele prelucrate. Calculatorul de performanțe din figura 5 primește semnale

direct din proces prin intermediul unor traducătoare (temperatura de tăiere, cuplul la axă, vibrațiile axei etc.). Cu ajutorul mărimilor măsurate se calculează indicatori de performanță, cum ar fi viteza de uzură a cuțitului prelucrător și gradul de finisare al suprafeței. Sistemul adaptiv acționează în scopul minimizării vitezei de uzură, cu menținerea gradului de finisare. În majoritatea proceselor industriale, indicatorii de performanță nu sînt direct măsurabili în timpul funcționării, dar pot fi calculați în afara procesului, după un timp. Totuși, în general, acești indicatori de performanță sînt legați de parametri măsurabili ai procesului prin funcții neliniare complicate. Aceste relații funcționale trebuie să fie realizate de către calculatorul de performanță. Un astfel de calculator (utilizabil pentru o varietate destul de mare de procese) a putut fi realizat [6] folosind regresia liniară și metodele recunoașterii formelor (de fapt un regulator antrenabil asemănător celui descris în paragraful II).

VI. Sisteme extremale instruibile

Optimizarea statică a unui proces complex se obține de obicei cu ajutorul unui optimizator automat, întregul ansamblu constituind un sistem extremal multidimensional. Metodele de găsire a extremului parametrului optimizat se bazează, de regulă, pe încercări efectuate prin modificarea parametrilor de comandă și interpretarea răspunsului obținut. Durata procesului de optimizare este mare în comparație cu regimurile tranzitorii, întrucît sînt necesare multe încercări și la fiecare dintre ele procesul trebuie să aibă timp să răspundă. Aceasta constituie un dezavantaj în sine; alte dezavantaje sînt: faptul că sistemul funcționează cu oscilații permanente (chiar și atunci cînd ajunge în apropierea extremului) și faptul că perturbațiile pot să modifice extremul înainte ca procedura de optimizare să fi reușit să-l atingă.

Cu ajutorul unui sistem extremal instruibil [1], [7], [8] se pot înlătura în mare măsură dezavantajele enumerate. Un astfel de sistem conține un optimizator automat obișnuit care funcționează în modul arătat mai sus, pe timpul perioadei de instruire; informațiile privind stările sistemului și valorile optime ale parametrilor de comandă, obținute în acest timp, folosesc la instruirea unui dispozitiv de recunoaștere a formelor. După perioada de instruire, orice stare a sistemului (situație de reglare) este recunoscută într-un timp foarte scurt (practic instantaneu), adică este asociată la o clasă pentru care se cunosc valorile optime ale parametrilor de comandă. Ajustarea parametrilor de comandă la valorile optime se face rapid și, prin urmare, timpul în care se obține starea optimă este foarte mult scurtat.

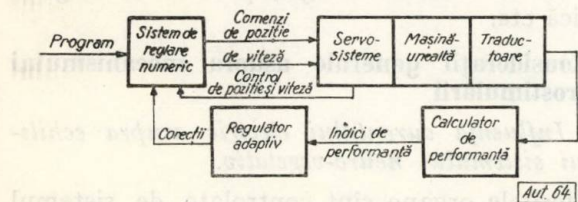


Fig. 5. Sistem adaptiv instruibil pentru reglarea proceselor industriale.

VII. Concluzii

Metodele recunoașterii formelor și instruirii sistemelor oferă un domeniu promițător de dezvoltare a sistemelor de reglare automată. Din cele arătate rezultă că aceste metode se pot aplica în diferite scopuri, cum sînt:

— proiectarea sistemelor optimale prin instruire cu supraveghere (de exemplu sistemul din paragraful II);

— construirea de regulatoare automate antrenabile, apte pentru utilizarea ulterioară instruirii în condiții și în medii în care „instructorul” (sistem fizic sau operator uman) nu poate să funcționeze (același exemplu);

— construirea de sisteme autooptimizante (prin instruire fără supraveghere), capabile să culeagă informația suplimentară necesară, utilizabile în cazurile cînd această informație nu poate fi obținută decît pe timpul funcționării sistemului (de exemplu SAIRA din paragraful IV);

— construirea de sisteme instruibile pentru procese industriale capabile să stabilească într-un timp suficient de scurt valorile optimale ale semnalelor de comandă sau de adaptare (de exemplu SAIRA și SEI din paragrafele V și VI).

În momentul de față se consideră că există

posibilități reale de a se lărgi cîmpul acestor aplicații și de a se perfecționa teoria sistemelor instruibile de reglare automată [2], [4].

BIBLIOGRAFIE

- [1] Georgescu, E. *Folosirea metodelor de recunoaștere și instruire automată în reglarea proceselor tehnice*. În: *Automatica și Electronica*, nr. 1, 1974.
- [2] Mendel, J. M., Zapalac, J. J. *The application of artificial intelligence to control system design*. În: *Advances in control systems—Theory and applications*. Ed. Leondes C. T., vol. 5, 1968.
- [3] Fu, K. S. *Learning control systems*. În: *Computer and informations sciences*. Ed. Tou J. J., 1964.
- [4] Sklansky, F. *Learning systems for automatic control*. În: *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. AC-11, january 1966.
- [5] Waltz, M. D., Fu, K. S. *A heuristic approach to reinforcement learning control systems*. În: *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. AC-10, october 1965.
- [6] Russo, F. A., Valek, R. K. *Process performance computer for adaptive control systems*. În: *IEEE Transactions on Computers*, vol. C-17, nov. 1968.
- [7] Taylor, W. K. *Samonastraiuşceesia ustroistvo upravlenia ispolzuiuscee raspoznanie obrazov*. În: *Trudi II-go Kongresa IFAK*, vol. III, Izd. Nauka, Moscova, 1965.
- [8] Ivahnenko, A. G. *Samooobuciaiushiesia sistemî raspoznavania i avtomaticheskogo upravlenia*. Tehnika, Kiev. 1969.

VICTOR EMIL NEAGOE ȘI CONSTANTIN NEAGU*

Electrostimulator cu programare

Cercetarea electrofiziologică de astăzi cere electrostimulatoare din ce în ce mai complexe, cu o înaltă precizie a parametrilor impulsurilor. Stimulatorul clasic, cu un singur canal, furnizînd impulsuri de un anumit tip, nu convine decît în cazuri foarte simple.

Electrostimulatoarele cu impulsuri duble, de formă fixă (mai frecvent trapezoidală), cu reglare independentă a tuturor parametrilor impulsurilor (frecvență, durată, amplitudine) și cu inversare de polaritate, sînt produse în serie (Grass, Disa-Multistim etc.).

În ultimul timp s-a manifestat un mare interes în electrofiziologie, electroneurologie și chiar în psihologia experimentală pentru dispozitivele cu programare (memorie) care permit generarea de impulsuri pe unul sau mai multe canale, de o formă care poate fi stabilită după dorință de fiecare dată (programabilă).

Aceste aparate pot fi utilizate, în combinație cu adaptoare convenabile, pentru o varietate de stimuli: electrici, acustici, optici.

* Ing. V. E. Neagoe este asistent la Facultatea de electronică, iar ing. C. Neagu lucrează la Institutul de cercetări electronice.

În prima parte a lucrării sînt prezentate noțiunile generale legate de mecanismul electrostimulării: influența curentului electric asupra echilibrului sistemului neuro-vegetativ, potențialele biologice și de stimulare, artefractul de stimulare etc.

Sînt prezentate apoi schema, funcționarea și modul în care a fost realizat de către autori un electrostimulator programabil, capabil să aproximeze orice formă de undă printr-o combinație de opt impulsuri dreptunghiulare cu frecvența cuprinsă între 0,3 Hz și 10 000 Hz, cu amplitudini și polarități reglabile independente.

Aparatul a fost realizat în cadrul Catedrei de electronică aplicată din Institutul politehnic București și este destinat a fi utilizat la stimularea electrică a țesuturilor vii, musculare sau nervoase, la producerea reacțiilor cutanate în clinicile de electrofiziologie, pentru electrogimnastică etc.

I. Considerații generale asupra mecanismului electrostimulării

1. Influența curentului electric asupra echilibrului sistemului neuro-vegetativ.

Diferitele organe sînt controlate de sistemul ortosimpatic sau parasimpatic și, în cazul clinic normal, acțiunile lor antagoniste se echilibrează.

În cazurile patologice însă, predomină activitatea uneia dintre cele două ramuri.

Curentul electric de stimulare intervine cantitativ în echilibrul sistemului nervos al subiectului, avînd o acțiune aditivă cu cea a ramurii nervoase a cărei activitate este predominantă și punînd în felul acesta în evidență dezechilibrul dintre sistemele ortosimpatic și parasimpatic.

În cazurile clinice de pleurezie, de exemplu [1], [2], s-a constatat că prin stimularea electrică are loc o creștere sau o scădere (în funcție de individ) a respirației în plămînul bolnav, acțiunea electrostimulului fiind echivalentă variației presiunii endopleurale într-un pneumotorax, provocată de cursa completă a pistonului unei seringi de 10–20 cm³.

2. Funcțiunile curentului electric de stimulare

Curentul de stimulare nu determină calitativ specificitatea unei reacții vegetative, dar o poate influența cantitativ în ceea ce privește intensitatea ei.

Această acțiune se poate manifesta sub trei forme:

a) Influența asupra reacțiilor imunologice. Se manifestă prin faptul că după electrostimulare au loc întotdeauna oscilații tipice ale cantității de anticorpi, care se manifestă prin creșterea reacției cutanate a tuberculei [1], [2], [3], [4].

b) Influența asupra proteinelor plasmatice. După stimulare se constată o creștere a proteinemiei totale, scade raportul albumine/globuline, scade beta-globulina și crește cantitatea de gamma-globulină din sânge.

c) Influența asupra glandei tiroide. Se manifestă prin aceea că după fiecare stimul are loc o „exaltare funcțională” a tiroidei, care durează 47 pînă la 70 de zile pentru un stimul aplicat numai șapte minute. Apare de asemenea o variație a formulei hemo-leucocitare a tipului orto-și parasimpatic.

Influențele respective au fost observate atât la animal cît și la om.

3. Potențialele biologice și de acțiune

Experiențele au demonstrat că, în stare de repaus (neexcitată), în celula vie apare un potențial, numit potențial biologic, a cărui valoare este de circa -90 mV.

Acest potențial biologic (de repaus) apare datorită metabolismului celulei care menține o diferență între concentrațiile ionilor de Na^+ și K^+ din interiorul și exteriorul celulei, exprimat de legea lui Nerst [4].

Măsurarea potențialelor celulare se realizează cu ajutorul unor microelectrozi care pătrund prin membrana celulară pînă în citoplasmă (fig. 1). Punctul de masă este considerat restul țesu-

tului, mai îndepărtat de celula respectivă. Un rol deosebit în culegerea unor informații corecte îl are construcția microelectrodului, confecționat dintr-un tub de cuarț, cu vîrf de circa $1 \mu\text{m}$, avînd în interior electrodul propriu-zis de argint.

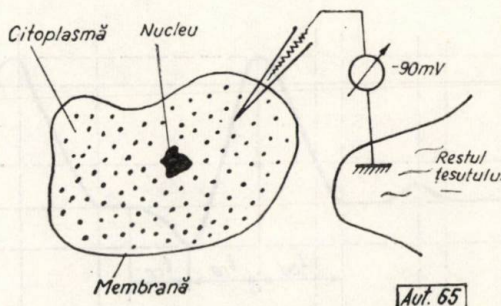


Fig. 1. Măsurarea potențialelor celulare.

Potențialul de acțiune (stimulare) apare sub acțiunea unui stimul electric, acustic, optic etc. Prin stimulare scade rezistența membranei față de ionii de Na^+ (de la aproximativ $100 \text{ k}\Omega$ la $1 \text{ k}\Omega$, pentru schema din fig. 2) și are loc o invazie puternică a ionilor de Na^+ de la exterior spre interior ceea ce determină apariția unui potențial de acțiune de circa $+20$ mV.

În figura 2 se prezintă schema electrică echivalentă a unei biocelule în stare neexcitată (poziția 1 a comutatorului K_0), respectiv excitată (poziția 2 a comutatorului).

Modul de variație în timp a potențialului biologic, cu ilustrarea apariției unui potențial de acțiune, este reprezentat în figura 3. Se observă că, pentru declanșarea potențialului de acțiune, este necesar ca integrala în timp a semnalului de excitație să depășească valoarea de -60 mV, care constituie pragul de sensibilitate.

În cazul unui stimul suficient de puternic sau cu o durată suficient de mare, astfel încît să aibă loc depășirea pragului de sensibilitate, se produce potențialul de acțiune (fig. 3). Are loc o creștere a potențialului biologic celular, pînă se atinge o valoare de $+20$ mV într-un interval de timp numit timp de basculare directă (t_{bd}). Punctul de maxim are un echilibru cvasistabil, urmînd o scădere rapidă a potențialului celular

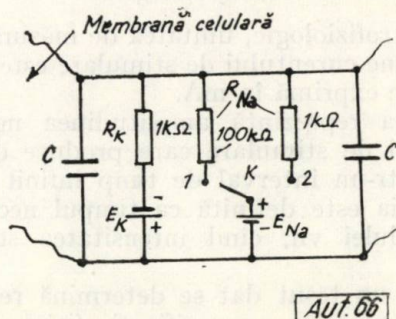


Fig. 2. Schema electrică echivalentă a unei biocelule.

spre -120 mV, într-un interval de timp numit timp refractar absolut (t_{ra}). Se produce o ușoară creștere a potențialului biologic care se stabilizează la -90 mV (potențialul de repaus al celei neexcitate), într-un interval de timp numit timp refractar relativ (t_{rr}).

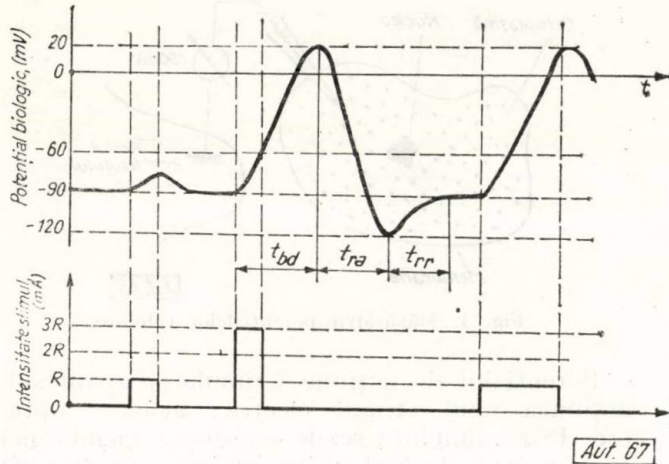


Fig. 3. Variația în timp a potențialului biologic celular.

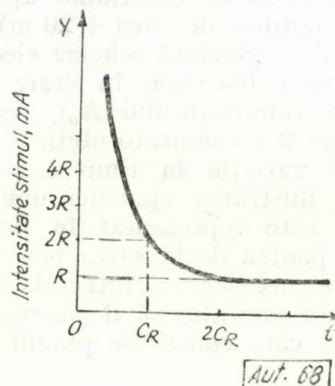


Fig. 4. Definirea noțiunilor de reobază și cronaxie.

Ținând seamă de modul de comportare descris anterior, celula vie poate fi echivalată cu un circuit basculant monostabil, a cărui stare stabilă este starea neexcitată, corespunzătoare unui potențial de -90 mV.

4. Noțiuni de electrofiziologie

În electrofiziologie, unitatea de măsură pentru amplitudine curentului de stimulare este reobaza R , care se exprimă în mA.

Reobaza reprezintă amplitudinea minimă a curentului de stimulare care produce excitarea celei într-un interval de timp infinit (fig. 4).

Cronaxia este definită ca timpul necesar excitării celei vii, când intensitatea stimulului este $2R$.

Pentru un țesut dat se determină reobaza și cronaxia, care au o semnificație fiziologică bine precizată (de exemplu, la un țesut bolnav, exci-

tabilitatea este mai mare, deci reobaza R mai scăzută).

Datorită fenomenului de adaptabilitate, răspunsul țesutului la un stimul depinde de forma stimulului aplicat.

În figura 5 s-au reprezentat variațiile în timp pentru stimuli liniar variabili, figurându-se punctele A , în care se produce excitarea. Se observă că intensitatea curentului de excitare crește la viteze mai mici de variație a stimulului. Există un unghi critic α_{cr} sub care excitarea nu se mai produce (potențialul de acțiune nu se mai declanșează) oricât de mult ar crește curentul. De asemenea există un timp de adaptare t_a , astfel încât, dacă pînă în acest moment curentul nu a atins valoarea necesară excitării, potențialul de acțiune nu se mai declanșează, datorită fenomenului de adaptabilitate (chiar dacă curentul crește atît încît arde țesutul).

Pentru determinarea parametrilor electrofiziologici și diagnosticarea țesutului (reobază, cronaxie, timp refractar absolut, timp refractar relativ etc.), un stimulator perfecționat va trebui să furnizeze semnale de diferite forme, cu parametri reglabili pe porțiuni și posibilități de alegere a polarității convenabile.

5. Artefractul de stimulare

Semnalul artefract este un semnal perturbator de natură electrică, biologică sau mecanică.

În cazul stimulării, artefractul apare ca urmare a cuplajului galvanic stabilit prin țesut (a cărui rezistență este mai mică de 100 k Ω) între electrozii de stimulare și intrarea amplificatorului (fig. 6, a).

Deoarece impulsul de stimulare este de $10-100$ V, iar semnalele culese de amplificatorul biologic pot fi de cel mult cîteva sute de μ V, în cazul apariției cuplajului galvanic prin țesut, amplificatorul se blochează pentru mult timp (spotul dispare de pe ecran sau acul înregistrator se blochează la marginea hîrtiei).

Există diferite scheme de reducere a artefractului de stimulare. Astfel, cuplajul amplificatorului biologic se poate face capacitiv sau

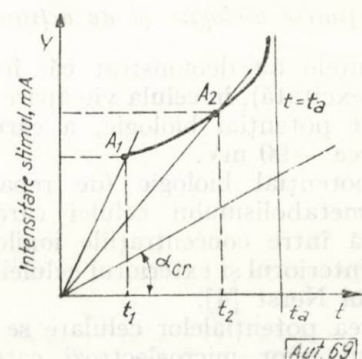


Fig. 5. Ilustrarea pragului de excitabilitate pentru stimuli liniar variabili în timp.

se pot lega pacientul, amplificatorul și stimulatorul la același punct de masă etc. Cea mai modernă schemă constă în înglobarea în stimulator a unei unități de separație [8].

Unitatea de separație este constituită dintr-un oscilator, cu frecvență de 100 kHz — 1 MHz, urmat de un transformator de impulsuri cu o capacitate parazită foarte mică (fig. 6, b). Semnalul de stimulare modulează tensiunea oscilatorului, iar în secundar este detectată anvelopa cu ajutorul diodei D .

La stimulatorul cu memorie (programabile), spre deosebire de cele clasice, semnalul sintetizat din impulsuri dreptunghiulare poate fi aplicat direct unui transformator, fără a fi necesară o prealabilă modulare.

II. Schema bloc a aparatului

În figura 7 este prezentată schema bloc a electrostimulatorului programabil, care permite sinteza diverselor forme de undă necesare prin combinații de impulsuri dreptunghiulare.

Generatorul de tact 1 este un multivibrator cu frecvență reglabilă în trepte și fin. Dacă se cere o precizie mai ridicată, se poate utiliza un oscilator cu cuarț urmat de divizoare de frecvență.

Numărătorul 2 poate fi un registru de deplasare, o decadă sau un numărător în inel. S-a utilizat un numărător format din trei celule bistabile, fără reacție (corespunzător aproximării formei de undă prin opt segmente).

Urmează decodorul 3 cu diode, care realizează codul dorit (124).

Ieșirile matricei de decodare sînt legate la bazele corespunzătoare ale tranzistoarelor care

constituie sistemul de comutatoare-amplificatoare 4.

Memoratorul de amplitudini 5 este urmat de un circuit SAU 6, după care, prin sistemul de comutatoare de polaritate 7, se atacă una sau

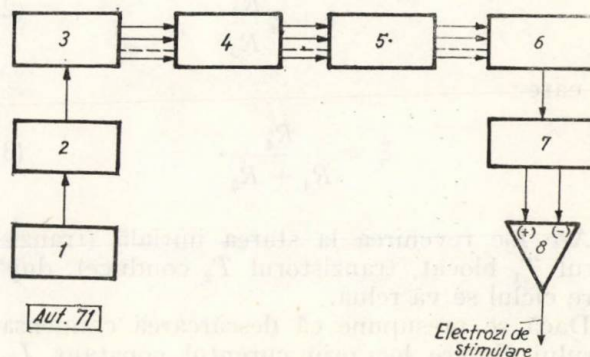


Fig. 7. Schema bloc a electrostimulatorului cu memorie :

1 — generator de tact cu frecvență variabilă; 2 — numărator; 3 — matrice de decodare; 4 — comutatoare — amplificatoare; 5 — reglaj și memorare de amplitudini; 6 — circuit SAU; 7 — sistem de comutare pentru polarități; 8 — amplificator diferențial.

alta dintre cele două intrări ale amplificatorului diferențial 8.

Programarea este simplă și constă în alegerea unei anumite frecvențe a generatorului de tact 1 cu ajutorul reglajului brut și fin, a unei secvențe de amplitudini dorite ale celor opt impulsuri dreptunghiulare la blocul de memorare 5, și a unor polarități convenabile cu ajutorul sistemului de comutatoare 7.

III. Construcția și funcționarea schemei

Generatorul de tact. Generatorul de tact (fig. 8) furnizează impulsuri dreptunghiulare de frecvență variabilă, atât brut cât și fin. S-a utilizat o schemă descrisă în [10], formată dintr-un trigger Schmitt la care rezistența din baza primului tranzistor și masă a fost înlocuită printr-un condensator C_1 a cărui capacitate va determina frecvența de oscilație a montajului.

În momentul conectării sursei de alimentare, tensiunea pe condensator u_{C_1} este nulă, așa încît circuitul basculant bistabil se află în starea inițială stabilă: tranzistorul T_1 blocat și tranzistorul T_2 saturat.

Condensatorul C_1 se încarcă exponențial prin rezistența R_1 și rezistența potențiometruului P_0 către o tensiune $u_{C_1}(\infty) \cong E_c$. În momentul în care tensiunea $u_{C_1}(t)$ depășește pragul ε_1 de declanșare a triggerului, acesta basculează, tranzistorul T_1 intrînd în conducție, iar tranzistorul T_2 în blocare.

Nivelul tensiunii de prag ε_1 se deduce dintr-o schemă echivalentă [10]:

$$\varepsilon_1 \cong \frac{R_3}{R_3 + R_6 + R_7} E_c. \quad (1)$$

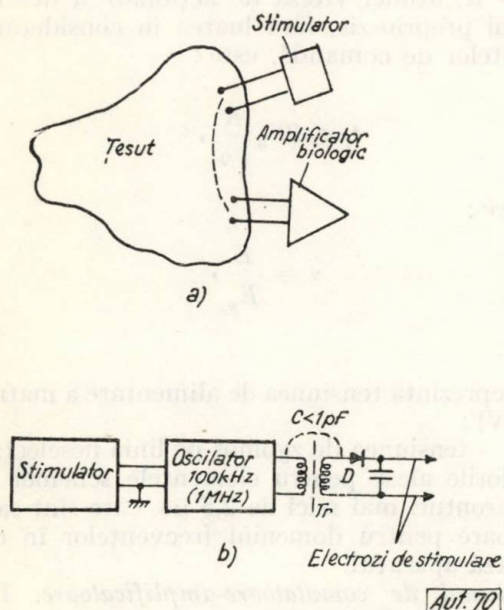


Fig. 6. a — Artefractul de stimulare; b — reducerea artefractului de stimulare prin introducerea unei unități de separație.

Condensatorul C_1 se va descărca prin curentul de bază I_{B1} al primului tranzistor, pînă cînd tensiunea $u_{c1}(t)$ va atinge nivelul de basculare inversă ε_2 :

$$\varepsilon_2 \cong \frac{\xi E_c}{1 + \xi \frac{R_2}{R_3}}, \quad (2)$$

în care:

$$\xi = \frac{R_4}{R_4 + R_5}. \quad (3)$$

Are loc revenirea la starea inițială (tranzistorul T_1 blocat, tranzistorul T_2 conduce), după care ciclul se va relua.

Dacă se presupune că descărcarea condensatorului C_1 are loc prin curentul constant I_{B1} , se obține expresia duratei de descărcare (corespunzătoare duratei palierului pozitiv al impulsurilor obținute în colectorul tranzistorului T_2):

$$t_d = C_1 \frac{\varepsilon_1 - \varepsilon_2}{I_{B1}}. \quad (4)$$

Durata de încărcare a condensatorului C_1 , corespunzătoare pauzei dintre impulsurile pozitive de la ieșirea circuitului, este:

$$t_i \cong C_1 (R_1 + \alpha P_1) \ln \frac{E_c - \varepsilon_2}{E_c - \varepsilon_1}. \quad (5)$$

Avantajele schemei alese pentru generatorul de tact constau în posibilitatea unui reglaj comod brut și fin al frecvenței, obținerea unei forme bune a impulsurilor în colectorul tranzistorului T_2 (timpi de comutare mici), o rezistență de intrare mare datorită reacției negative prin rezistența R_3 și evitarea influenței sarcinii conectate în colectorul tranzistorului T_2 asupra funcționării triggerului.

Reglajul brut al frecvenței se realizează cu setul de capacități C_1 : 3,3 nF; 33 nF; 0,33 μ F; 3,3 μ F; 33 μ F. Datorită potențiometrului P_1 de 1 M Ω , în serie cu rezistența R_1 (390 k), se poate modifica fin frecvența într-un raport de aproximativ 3,3:1, astfel încît gamele de frecvență asigurate vor fi: (3 kHz — 10 kHz); (300 Hz — 1 kHz); (30 Hz — 100 Hz); (3 Hz — 10 Hz); (0,3 Hz — 1 Hz).

Dublînd numărul de game (condensatoare) și dimensionînd corespunzător capacitățile C_1 , se poate realiza o acoperire completă, prin variații continue, a domeniului (0,1 Hz — 10 kHz).

Numărătorul. Este realizat din trei celule bistabile (T_3, T_4); (T_5, T_6); (T_7, T_8) și are proprietatea de a reveni în starea inițială la al optulea impuls aplicat la intrare.

Rolul numărătorului este acela al unui comutator electronic „pas cu pas” comandat de impulsurile primite de la generatorul de tact.

Elementul de bază al numărătorului este circuitul basculant bistabil simetric cu polarizare exterioară. Funcționarea și relațiile de proiectare sînt cunoscute [10].

Schema de comandă comună pe baze asigură un timp de rezoluție de aproximativ 2 μ s, care este satisfăcător pentru valoarea maximă de 10 kHz a frecvenței impulsurilor generate. Amplitudinea maximă a semnalului la ieșirea fiecărui circuit bistabil este de aproximativ 5,9 V.

Decodorul (descifratorul). Este realizat sub forma unei matrice cu diode, încărcată pe sistemul de comutatoare-amplificatoare (fig. 8).

Dacă în numărător este înscris un număr, pe una dintre liniile de ieșire ale decodorului (0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7) apare o tensiune apropiată de +8V, corespunzătoare stării logice „1”, pe cînd la toate celelalte linii neselectate apare o tensiune practic nulă, corespunzătoare stării logice „0”. Fiecare linie selectată corespunde univoc unui număr (de la 0 la 7), înscris în registru sub forma unei combinații de „0” și „1”, care reprezintă transcrierea numărului respectiv în cod binar natural.

Celor $n = 3$ intrări ale descifratorului le corespund $N = 2^n = 8$ linii de ieșire, așa încît pentru orice combinație a semnalelor de intrare există o linie de ieșire determinată.

Numărul total de diode ale decodorului este:

$$M_{DM} = N \cdot n = 2^n \cdot n = 24. \quad (6)$$

Dacă se notează prin C_0 capacitatea parazită care șuntează linia de ieșire, iar $R_{33} = R_{34} = \dots R_{40} = R$, atunci viteza de acționare a descifratorului propriu-zis, fără luarea în considerare a circuitelor de comandă, este:

$$t_f \cong 3C_0 \frac{R}{\nu}, \quad (7)$$

în care:

$$\nu = \frac{E}{E_p}, \quad (8)$$

unde:

E reprezintă tensiunea de alimentare a matricei (+8 V);

E_p — tensiunea de zgomot pe linia neselectată.

Valorile alese pentru elementele schemei asigură fronturi mai mici de 2,5 μ s, care sînt satisfăcătoare pentru domeniul frecvențelor în care lucrează aparatul.

Sistemul de comutatoare-amplificatoare. Descifratorul cu diode este încărcat pe sistemul de comutatoare-amplificatoare tranzistorizate, realizat cu tranzistoarele $T_9, T_{11} - T_{23}$.

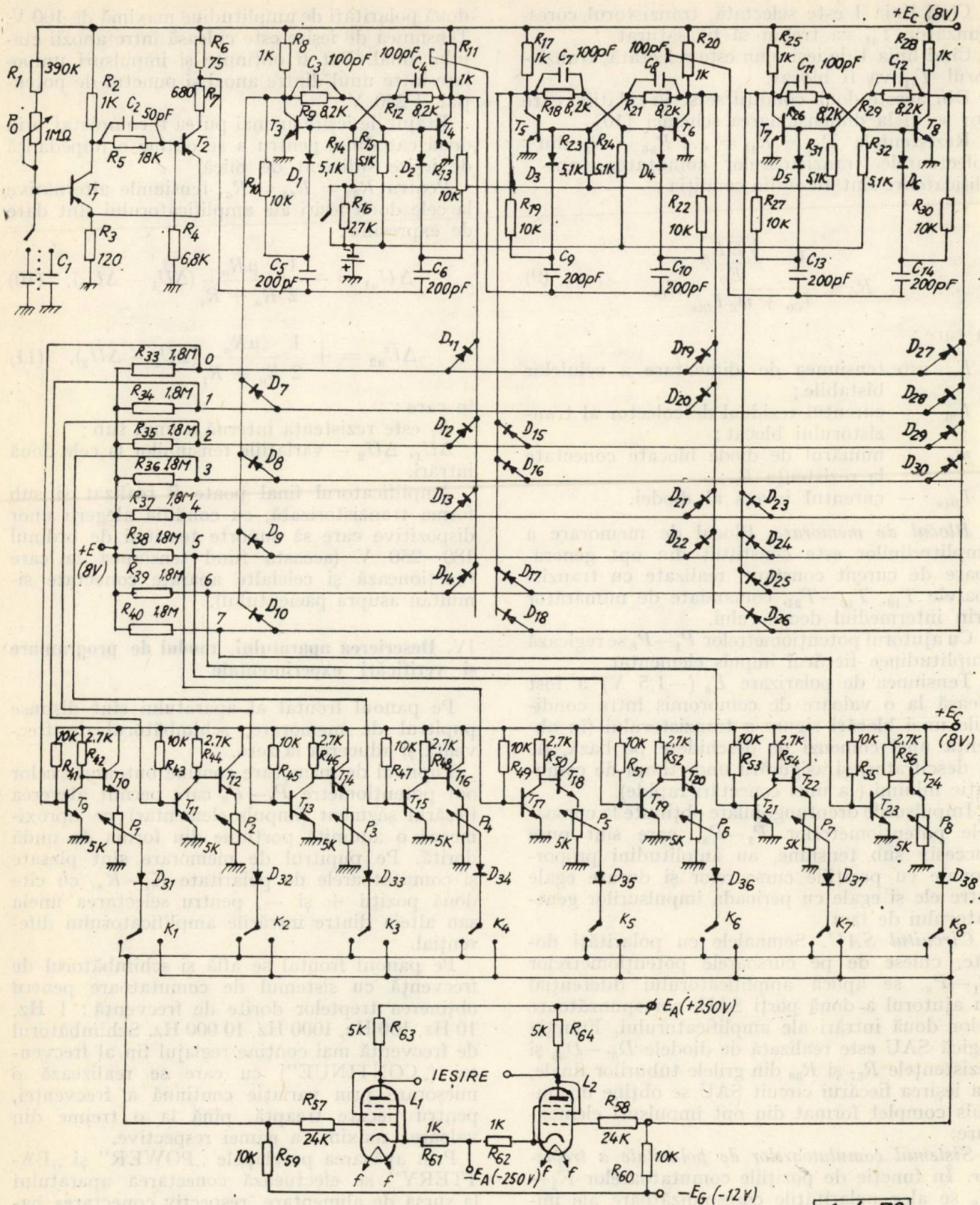


Fig. 8. Schemă de principiu a electrostimulatorului programabil.

Cînd linia 1 este selectată, tranzistorul corespunzător T_{11} va trebui să fie saturat.

Cînd linia 1 de ieșire nu este selectată, tranzistorul T_{11} va fi blocat.

Din aceste două condiții se scriu relațiile care vor servi la dimensionarea schemei [10].

Rezistențele $R_{42} = R_{44} = \dots R_{56} = R_c$ din colectoarele tranzistoarelor comutatoare-amplificatoare sînt alese din condiția :

$$R_c \leq \frac{1 - \frac{\sqrt{E E_p}}{E_c}}{I_{c0} + m_c I_{din}} E_c, \quad (9)$$

în care :

- E_c este tensiunea de alimentare a celulelor bistabile ;
- I_{c0} — curentul rezidual de colector al tranzistorului blocat ;
- m_c — numărul de diode blocate conectate la rezistența R_c ;
- I_{din} — curentul invers al diodei.

Blocul de memorare. Blocul de memorare a amplitudinilor este constituit din opt generatoare de curent constant, realizate cu tranzistoarele T_{10} , $T_{12} - T_{24}$, comandate de numărător prin intermediul decodurului.

Cu ajutorul potențiometrelor $P_1 - P_8$ se reglează amplitudinea fiecărui impuls elementar.

Tensiunea de polarizare E_b ($-1,5$ V) a fost aleasă la o valoare de compromis între condițiile unei blocări sigure a tranzistorului (în absența unei comenzi de deschidere pe bază, de la descifrator) și asigurării unor timpi de comutație minimi (a unei conectări rapide).

Impulsurile dreptunghiulare obținute la cursorarele potențiometrelor $P_1 - P_8$, care sînt puse succesiv sub tensiune, au amplitudini proporționale cu pozițiile cursorarelor și durate egale între ele și egale cu perioada impulsurilor generatorului de tact.

Circuitul SAU. Semnalele cu polarități dorite, culese de pe cursorarele potențiometrelor $P_1 - P_8$, se aplică amplificatorului diferențial cu ajutorul a două porți SAU, corespunzătoare celor două intrări ale amplificatorului. Funcția logică SAU este realizată de diodele $D_{31} - D_{38}$ și rezistențele R_{57} și R_{58} din grilele tuburilor finale. La ieșirea fiecărui circuit SAU se obține un impuls complet format din opt impulsuri elementare.

Sistemul comutatoarelor de polaritate a treptelor. În funcție de pozițiile comutatoarelor $K_1 - K_8$ se aleg polaritățile corespunzătoare ale impulsurilor dreptunghiulare conectînd ieșirile respective ale memoratorului la prima sau a doua intrare a amplificatorului diferențial.

Amplificatorul diferențial. Este realizat sub forma unui etaj echipat cu tuburile L_1 , L_2 (EL84), care permit obținerea unor tensiuni cu

două polarități de amplitudine maximă de 100 V. Tensiunea de ieșire este culeasă între anozii etajului final. Pot fi obținute și impulsuri unipolare între unul dintre anozii și punctul de potențial $+250$ V.

Etajul de ieșire ar mai putea fi completat prin două catodine, pentru a se obține o impedanță de ieșire suficient de mică.

Pentru $R_{63} = R_{64} = R_a$, tensiunile alternative la cele două ieșiri ale amplificatorului sînt date de expresiile :

$$\Delta U_{a1} = - \frac{1}{2} \frac{\mu R_a}{R_a + R_i} (\Delta U_1 - \Delta U_2), \quad (10)$$

$$\Delta U_{a2} = + \frac{1}{2} \frac{\mu R_a}{R_a + R_i} (\Delta U_1 - \Delta U_2), \quad (11)$$

în care :

R_i este rezistența internă a unui tub ;

ΔU_1 , ΔU_2 — variațiile tensiunilor la cele două intrări.

Amplificatorul final poate fi realizat și sub forma tranzistorizată, cu condiția alegerii unor dispozitive care să suporte tensiuni de ordinul 180—250 V (aceasta fiind tensiunea la care funcționează și celelalte aparate conectate simultan asupra pacientului).

IV. Descrierea aparatului, modul de programare și verificări experimentale

Pe panoul frontal al aparatului sînt dispuse pupitrul de memorare, schimbătorul de frecvență și aducerea la zero.

Pupitrul de memorare conține butoanele celor opt potențioetre $P_1 - P_8$ care permit alegerea fiecărui segment (impuls elementar) ce aproximează o anumită porțiune din forma de undă dorită. Pe pupitrul de memorare sînt plasate și comutatoarele de polaritate $K_1 - K_8$, cu cîte două poziții $+$ și $-$, pentru selectarea uneia sau altele dintre intrările amplificatorului diferențial.

Pe panoul frontal se află și schimbătorul de frecvență cu sistemul de comutatoare pentru obținerea treptelor dorite de frecvență : 1 Hz, 10 Hz, 100 Hz, 1000 Hz, 10 000 Hz. Schimbătorul de frecvență mai conține reglajul fin al frecvenței („CONTINUE”) cu care se realizează o micșorare prin variație continuă a frecvenței, pentru fiecare treaptă, pînă la o treime din valoarea maximă a gamei respective.

Prin apăsarea pe clapele „POWER” și „BATTERY” se efectuează conectarea aparatului la sursa de alimentare, respectiv conectarea bateriei de blocare la numărător și sistemul de memorare.

Microîntrerupătorul „ZERO” (care corespunde întrerupătorului K_0 pe schema din fig. 8) permite aducerea numărătorului la zero, după fiecare conectare a sursei de alimentare.

Programarea dispozitivului, odată stabilită frecvența de tact la schimbătorul de frecvență, constă în ajustarea potențioanelor P_1-P_8 , pentru a se impune amplitudinile celor opt impulsuri elementare din care este sintetizat sem-

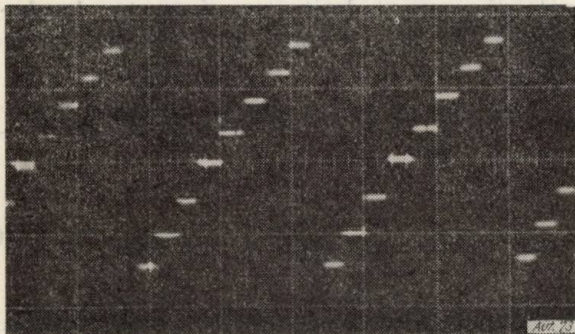


Fig. 9. Aproximarea unui curent diadinamic.

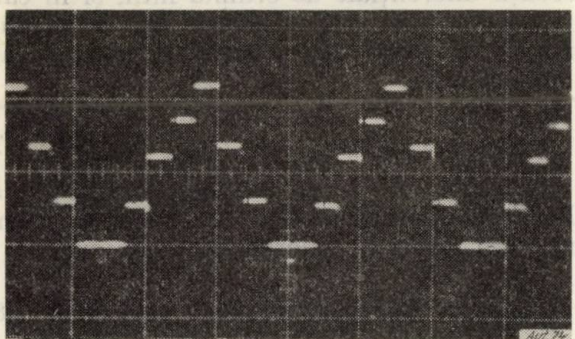


Fig. 10. Sintetizarea cu ajutorul stimulatorului a unei forme de undă sinusoidală, dublu redresată.

nalul complex, și în stabilirea polarităților cu ajutorul comutatoarelor K_1-K_8 . Atunci când nu se impune o precizie mare, se pot utiliza scările gradate ale potențioanelor. Pentru o precizie ridicată, programarea se realizează cu ajutorul unui osciloscop calibrat în amplitudine și timp.

În figura 9 este dată oscilograma obținută pentru aproximarea unui puls de curent diadinamic (folosit în electrogimnastică), iar în figura 10, sintetizarea unei forme de undă sinusoidale, dublu redresată.

V. Concluzii

S-a arătat că răspunsul unui țesut la un stimul electric aplicat depinde de alura sa, în cercetările de electrofiziologie fiind necesare impulsuri de forme foarte variate.

Din acest motiv, biostimulatorile clasice care furnizează impulsuri trapezoidale cu toți parametrii reglabili sînt depășite, recurgîndu-se la electrostimulatorile cu memorie (programabile).

Un stimulator cu memorie este adecvat și pentru producerea unor trenuri de impulsuri, necesare în studiul fenomenelor de adaptabilitate și al rezistenței la oboseală a unui țesut oarecare.

În clinicile de electrofiziologie, el poate fi utilizat în cercetările cu privire la viteza de propagare a informației pe traiectul nervos (în special în cazurile de stres funcțional și atrofie). În situațiile de atrofie a mușchiului sau de întrerupere parțială a comenzii nervoase se recomandă folosirea stimulatorului pentru electrogimnastică (se utilizează domeniul frecvențelor joase).

Electrostimulatorul realizat, caracterizat prin flexibilitate și siguranță funcțională, permite aproximarea oricărei forme de undă prin opt impulsuri elementare rectangulare, cu amplitudini și polarități reglabile, avînd frecvența cuprinsă în gama 0,3 Hz—10 000 Hz.

Crescînd capacitatea registrului de numărare (16, 20, 32 etc.), se poate realiza o mărire a numărului de impulsuri elementare, deci o posibilitate de estimare oricît de precisă a formei de undă dorită.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Cattaneo de Simone. *Il quadro siero-poteico di pazienti effetti da tub. pulm. trattati con elettrostimolazione secondo Parodi*. În: Riv. della tub. e delle malattie dell'app. resp., vol. IV, fasc. 1, 1956.
- [2] Parodi, F. *Mesure de l'excitabilité réflexe*. În: *Électronique médicale*, nr. 21, 22, 1963.
- [3] Parodi, F. *L'électro-stimulation*. În: *Électronique médicale*, nr. 46, 1968.
- [4] Parodi, F. *Mécanisme d'action de l'électro-stimulation*. În: *Électronique médicale*, nr. 47, 1968.
- [5] Rohlice, V. *A device for polarity alternation of pulses for biological stimulation*. În: *Medical electron and biological engineering*, nr. 2, 1964, p. 439—441.
- [6] Dascalov, I. *Électrostimateur à programmation*. În: *Électronique médicale* nr. 44, 1968.
- [7] Pitman, J. R. *A digital delay and time scale generator*. În: *Journ. of physiol.*, nr. 1, 1958.
- [8] Clottes, A. *Mesure in situ des résistances de contact des électrodes de recueil sans stimulation ni polarisation*. În: *Électronique médicale*, nr. 48, 1968.
- [9] Yanof Howard *Biomedical electronics*. Philadelphia, 1965.
- [10] Goldemberg, L. M. *Teoria și calculul circuitelor de impulsuri*. București, Ed. tehnică, 1972.
- [11] Stere, R.ș.a. *Circuite cu semiconductoare în industrie*. București, Ed. tehnică, 1971.

ION RUSS*

Aplicații ale teoriei sensibilității la studiul sistemelor automate

În condițiile creșterii preciziei impuse sistemelor de reglare automată, teoria sensibilității devine extrem de importantă deoarece reprezintă o metodă de sinteză cu ajutorul căreia se poate asigura un anumit grad de invarianță pentru performanțele sistemului.

Sensibilitatea clasică, introdusă de Bode [1], reprezintă o măsură a variației p a unui parametru datorită modificării funcției de transfer:

$$S_Y^p = \frac{\partial p}{\partial Y(s)} \cdot \frac{Y(s)}{p} = \frac{\partial \ln p}{\partial \ln Y(s)}. \quad (1)$$

Deoarece în practică este necesar să se studieze influența variației parametrului asupra funcției de transfer, deci o mărime inversă celei introduse de Bode, o astfel de mărime este definită sub denumirea de sensibilitate logaritmică [2]:

$$S_p^Y = \frac{\partial \ln Y(s)}{\partial \ln p}. \quad (2)$$

1. Determinarea ecuației de sensibilitate

Fie un sistem dinamic (fig. 1) la care unul din parametri suferă o variație p , suficient de mică, astfel încât mărimea de ieșire a sistemului se poate dezvolta în serie Taylor în jurul valorii nominale a parametrului:

$$v(t, p) = v(t, 0) + \left[\frac{\partial v(t, p)}{\partial p} \right]_{p=0} \cdot p + \left[\frac{\partial^2 v(t, p)}{\partial p^2} \right]_{p=0} \cdot \frac{p^2}{2!} + \dots \quad (3)$$

Se definește funcția de sensibilitate de ordinul k astfel:

$$u^{(k)}(t) = \left[\frac{\partial^k v(t, p)}{\partial p^k} \right]_{p=0}. \quad (4)$$

mărimea de ieșire a sistemului putînd fi deci scrisă sub forma:

$$v(t, p) = v(t, 0) + u^{(1)}(t) \cdot p + u^{(2)}(t) \frac{p^2}{2!} + \dots + u^{(r)}(t) \frac{p^r}{r!}. \quad (5)$$

La sistemele dinamice, liniare, cu coeficienți constanți, care admit transformate Laplace, funcțiile de sensibilitate pot fi determinate astfel:

$$u^{(1)}(t) = \left[\frac{\partial v(t, p)}{\partial p} \right]_{p=0} = \frac{\partial \{ \mathcal{L}^{-1}[Y(s, p)U(s)] \}}{\partial p} \bigg|_{p=0} = \mathcal{L}^{-1} \left\{ \left[\frac{\partial Y(s, p)}{\partial p} \right]_{p=0} \cdot U(s) \right\}. \quad (6)$$

Fie cazul general al unui sistem dinamic de ordinul n , care poate fi descris printr-un set de n ecuații diferențiale de ordinul întâi, și în care k parametri pot suferi abateri de la valorile nominale. În acest caz, ecuațiile diferențiale ale sistemului sînt:

$$F_i(\dot{v}_1, \dots, \dot{v}_n, v_1, \dots, v_n, t, p_1, \dots, p_k) = 0, \quad (7)$$

unde $i = 1, 2, \dots, n$.

Ecuațiile diferențiale ce descriu sistemul avînd parametrii fixați la valorile nominale sînt:

$$F_{i0}(\dot{v}_1, \dots, \dot{v}_n, v_1, \dots, v_n, t, 0, \dots, 0) = 0, \quad (8)$$

unde $i = 1, \dots, n$.

Se demonstrează [3, 4] trecerea de la ecuațiile diferențiale (7) și (8) la ecuațiile de sensibilitate ale sistemului care au forma:

$$\sum_{j=1}^n \frac{\partial F_{i0}}{\partial \dot{v}_j} \dot{u}_{jr}(t) + \sum_{j=1}^n \frac{\partial F_{i0}}{\partial v_j} u_{jr}(t) = - \left[\frac{\partial F_i}{\partial p_r} \right]_{p_r=0}, \quad (9)$$

unde $i = 1, 2, \dots, n$; $r = 1, 2, \dots, k$ și unde prin $u_{jr}(t)$ s-a notat sensibilitatea mării de ieșire $v_j(t, p_1, \dots, p_k)$ în raport cu variația parametrului p_r :

$$u_{jr}(t) = \left[\frac{\partial v_j(t, p_1, \dots, p_k)}{\partial p_r} \right]_{p_r=0}. \quad (10)$$

Pentru un sistem oscilant descris de ecuația diferențială:

$$F(\ddot{v}, \dot{v}, v, t, p) = 0, \quad (11)$$

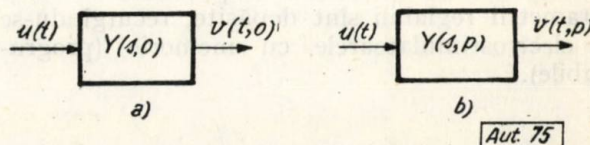


Fig. 1. Prezentarea simbolică a unui sistem:
a - sistemul neperturbat; b - sistemul perturbat.

* Ing. I. Russ lucrează la Catedra de automatică II din cadrul Facultății de automatică a Institutului politehnic București.

ecuația sensibilității va fi de forma :

$$\frac{\partial F}{\partial \ddot{v}} \ddot{u} + \frac{\partial F}{\partial \dot{v}} \dot{u} + \frac{\partial F}{\partial v} u = - \left[\frac{\partial F}{\partial p} \right]_{p=0} \cdot \quad (12)$$

Pentru exemplificare s-a considerat un sistem oscilant descris de ecuația Van der Pol sub forma normată :

$$\ddot{v} - p(1 - v^2)\dot{v} + v = 0. \quad (13)$$

Aplicând relația (12) se obține ecuația de sensibilitate relativă la coeficientul p :

$$\ddot{u} - p(1 - v^2)\dot{u} + (1 + 2pv\dot{v})u = (1 - v^2)\dot{v}. \quad (14)$$

Un alt exemplu analizat este următoarea ecuație care prezintă o importanță generală în analiza sistemelor neliniare de ordinul doi :

$$\ddot{v} + F(v, \dot{v}) = 0. \quad (15)$$

Conform metodei de aproximare Krilov-Bogoliubov [5], $F(v, \dot{v})$ se pune sub forma :

$$F(v, \dot{v}) = \omega_0^2 v + \mu f(v, \dot{v}), \quad (16)$$

obținându-se ecuația diferențială cvasiliniară de ordinul doi avînd forma :

$$\ddot{v} + \omega_0^2 v + \mu f(v, \dot{v}) = 0. \quad (17)$$

Dacă parametrul μ este mic, o astfel de ecuație admite integrale cvasiarmonice de forma :

$$v = a(t) \sin \omega t, \quad (18)$$

unde $a(t)$ este o funcție lent variabilă ce are proprietatea că $\lim_{t \rightarrow \infty} a(t) = a_0$. Deci, în stare staționară, soluția ecuației (17) este :

$$v_{st} = a_0 \sin \omega t. \quad (19)$$

Înlocuind (19) în ecuația (17) se obține :

$$\ddot{v}_{st} + \omega_0^2 v_{st} + \mu f(v_{st}, \dot{v}_{st}) = 0. \quad (20)$$

Pentru cercetarea stabilității asimptotice se consideră $v = v_{st} + \Delta v$; ecuația variațională care se obține are forma :

$$\Delta \ddot{v} + \omega_0 \Delta v + \mu f_0(v_{st}, \dot{v}_{st}, \Delta v, \Delta \dot{v}) = 0. \quad (21)$$

Examinînd sensibilitatea soluției ecuației (17) și ținînd seamă de (12) se obține următoarea ecuație a sensibilității :

$$\ddot{u} + \omega_0 u + \mu f_0(v_{st}, \dot{v}_{st}, u, \dot{u}) = Q(t). \quad (22)$$

Dacă se compară ecuațiile (21) și (22) se poate formula următoarea :

Teoremă : dacă ecuațiile sistemului au un ciclu-limită, atunci stabilitatea acestui ciclu-limită este determinată de forma soluției părții omogene a ecuației sensibilității.

2. Definirea sensibilității în planul parametrilor

Pentru rezolvarea problemei care urmează este necesar să se presupună următoarele :

a) există un indice de performanță J , funcție de parametrii sistemului;

b) există o valoare limită a acestui criteriu, sub care comportarea sistemului (în sensul lui J) nu mai este acceptabilă;

c) este cunoscută valoarea nominală a parametrilor sistemului.

Definiție : regiunea de acceptabilitate R_A este definită ca o regiune conexă în spațiul parametrilor, astfel încît parametrii nominali sînt în R_A și toate valorile parametrilor cărora le corespund comportări încă acceptabile ale sistemului (în sensul lui J) sînt în R_A .

Această idee este ilustrată pentru un parametru p și două criterii de performanță J_i ($i = 1, 2$) în figura 2. S-a notat cu p^0 valoarea nominală a parametrului căreia îi corespunde valoarea nominală a indicelui J_i^0 . Fie ε_i abaterea admisibilă a indicelui J_i de la valoarea J_i^0 . Din punct de vedere al indicelui J_1 , regiunea de acceptabilitate este $\{p/a \leq p \leq a_1\}$, iar din punct de vedere al lui J_2 , această regiune este $\{p/b_1 \leq p \leq b\}$. Prin urmare, pentru ambii indici J_i , regiunea de acceptabilitate este intersecția celor două regiuni definite anterior, deci :

$$R_A = \{p/a \leq p \leq b\}. \quad (23)$$

Să presupunem că se mențin toți parametrii la valoarea nominală, cu excepția parametrului k . Atunci se definește limita inferioară (superioară) a variației parametrului k aceea valoare a deviației acestuia (în procente), de la valoarea lui nominală, pentru care performanța devine inacceptabilă pentru prima dată de cînd parametrul scade (crește) de la valoarea nominală.

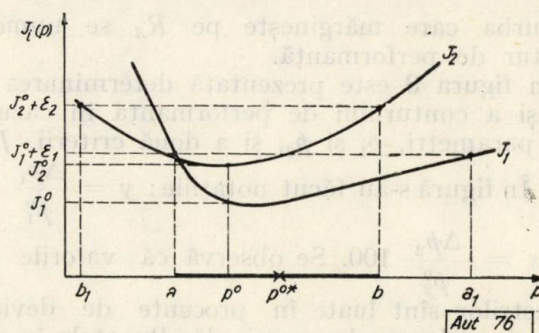


Fig. 2. Regiunea de acceptabilitate în cazul unui parametru și a doi indici de performanță.

Vom nota aceste limite astfel:

— limita superioară

$$L_k^{sup}(J, p^0, \varepsilon) = L_k^{sup} = \frac{b - p^0}{p^0} 100;$$

— limita inferioară

$$L_k^{inf}(J, p^0, \varepsilon) = L_k^{inf} = \frac{p^0 - a}{p^0} 100. \quad (24)$$

Limitele reprezintă deci o măsură a deviației maxime pe care o poate avea un parametru astfel încât el să se mențină totuși în interiorul regiunii de acceptabilitate R_A .

Dacă se admite pentru sensibilitate următoarea definiție:

$$S_k^{sup}(J, p^0, \varepsilon) = S_k^{sup} = \frac{1}{L_k^{sup}},$$

$$S_k^{inf}(J, p^0, \varepsilon) = S_k^{inf} = \frac{1}{L_k^{inf}}, \quad (25)$$

atunci se poate afirma că cu cât limita L_k este mai mică, cu atât regiunea de acceptabilitate R_A este mai sensibilă la variația parametrului k .

Ideea de mai sus poate fi dezvoltată pentru doi parametri. Fie $J_1^0, \dots, J_n^0$ valorile indicilor de performanță în cazul când parametrii au valoarea nominală și $\varepsilon_1, \dots, \varepsilon_n$ abaterile maxime ale acestor indici astfel încât performanțele sistemului să fie încă acceptabile. Pentru fiecare indicator J_i , în spațiul bidimensional al celor doi parametri se găsește un subspațiu R_{Ai} , mărginit de curbele $J_i^0 + \varepsilon_i$ și $J_i^0 - \varepsilon_i$, în care performanțele sistemului (în sensul lui J_i) sînt acceptabile când variază simultan ambii parametri. Regiunea de acceptabilitate a sistemului se obține făcînd intersecția tuturor acestor subspații:

$$R_A = \bigcap_{i=1}^n R_{Ai}. \quad (26)$$

Curba care mărginește pe R_A se numește contur de performanță.

În figura 3 este prezentată determinarea lui R_A și a conturului de performanță în cazul a doi parametri, p_1 și p_2 , și a două criterii, J_1 și J_2 . În figură s-au făcut notațiile: $y = \frac{\Delta p_1}{p_1^0} 100$

și $x = \frac{\Delta p_2}{p_2^0} 100$. Se observă că valorile parametrilor sînt luate în procente de deviație față de valoarea lor nominală. Punctele în care conturul de performanță taie axele reprezintă limitele celor doi parametri.

După forma conturului de performanță se pot trage unele concluzii, în funcție de următoarele proprietăți ale acestui contur:

1. indicele de performanță J_i este mai sensibil la variația produsului $p_1 \cdot p_2$ decît la variația fiecărui parametru în parte dacă regiunea de

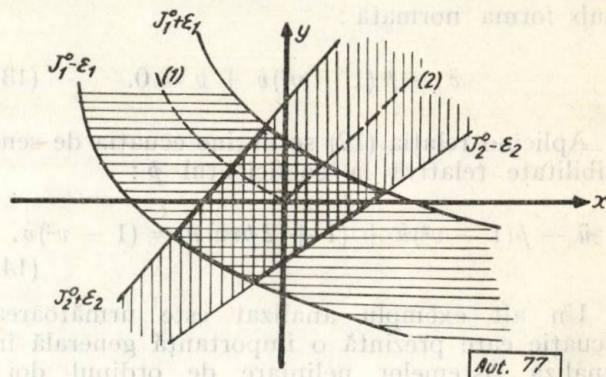


Fig. 3. Regiunea de acceptabilitate și conturul de performanță pentru cazul a doi parametri și a doi indici de performanță.

acceptabilitate pentru acest indice R_{Ai} conține curba 1 din figura 3, curbă ce este o hiperbolă de ecuație: $y = \frac{-x}{1 + \frac{x}{100}}$;

2. indicele de performanță J_k este mai sensibil la variația raportului p_1/p_2 decît la variația fiecărui parametru în parte dacă regiunea R_{Ak} conține bisectoarea întâi (linia 2 din fig. 3);

3. indicele de performanță J_i depinde numai de parametrul p_1 dacă conturul de performanță pentru J_i este format din două drepte paralele cu axa parametrului p_2 .

Folosind aceste proprietăți, din figura 3, se vede că J_1 este mai sensibil la produsul $p_1 p_2$, J_2 — mai sensibil la raportul p_1/p_2 și că atât J_1 cît și J_2 depind de ambii parametri.

În cele ce urmează se consideră cazul particular când funcția de densitate de probabilitate pentru parametrul p_i este simetrică în jurul valorii nominale p_i^0 . Dacă se face proiectarea ținînd seamă de variația parametrilor apreciată probabilistic, valoarea nominală a parametrului contează mai puțin; ceea ce interesează în primul rînd este ca acesta să poată varia în limite cît mai largi, satisfăcînd totuși performanțele sistemului exprimate prin indicii de calitate J . Cu alte cuvinte, dacă reluăm exemplul din figura 2, se urmărește ca limitele L^{sup} și L^{inf} să fie cît mai mari; dar, deoarece s-a presupus că variațiile aleatorii ale parametrului sînt simetric distribuite în jurul valorii nominale, este de dorit ca cele două limite să fie și egale. Cele două condiții de mai sus pot fi satisfăcute dacă se mută valoarea nominală a parametrului din

p^0 în $p^{0*} = \frac{b+a}{2}$, adică la mijlocul regiunii de acceptabilitate. Operația aceasta, în urma căreia cele două mărimi devin maxime și egale între ele, o vom numi centrare.

În continuare se va extinde această noțiune pentru n parametri, deci pentru un spațiu n -dimensional. În acest caz trebuie făcută remarcă că, dacă se schimbă simultan valorile nominale a mai multor parametri, este posibil ca anumite puncte, care se găseau înainte în R_A , să ajungă acum în afara ei. Pentru centrare se va folosi un algoritm care schimbă numai cîte o valoare nominală, analizînd de fiecare dată modul în care s-au modificat limitele celorlalți parametri.

Se ia ca măsură a centrării eroarea :

$$E(p) = \max_i |L_i^{sup}(J, p^0, \varepsilon) + L_i^{inf}(J, p^0, \varepsilon)| = \max_i e_i(p). \quad (27)$$

Să presupunem că plecăm din p și că $E(p)$ este maximă pentru parametrul k (adică $i=k$). Se centrează parametrul k , adică se mută valoarea lui nominală la mijlocul intervalului determinat de limitele L_k^{sup} și L_k^{inf} ; trebuie remarcat că centrîndu-l pe k , $e_k(p) = 0$. Se calculează noua eroare $E(p')$. Dacă $E(p') < E(p)$, p' devine noul punct de plecare și se centrează acel parametru i pentru care $e_i(p')$ este maximă (sigur $i \neq k$ deoarece k a fost centrat). Dacă $E(p') > E(p)$, înseamnă că prin centrarea lui k limitele celorlalți parametri au fost alterate foarte mult. Atunci se alege pentru p_k o valoare nominală situată la jumătatea distanței dintre vechea valoare și noua valoare (adică la jumătatea distanței dintre p^0 și p^{0*} — fig. 2) și se calculează din nou $E(p')$. Procesul continuă pînă cînd se obține pentru eroarea $E(p')$ o valoare mai mică decît $E(p)$. Atunci algoritmul se continuă, centrînd acel parametru care are $e_i(p')$ maximă.

3. Aplicație numerică

Ca o ilustrare a metodei descrise mai sus s-a considerat un sistem de ordinul doi căruia i s-a determinat conturul de performanță, contur ce a fost apoi centrat utilizînd algoritmul prezentat.

Ca parametri variabili se aleg: gradul de amortizare ξ și pulsația naturală a sistemului neamortizat ω_n . Valorile lor nominale se consideră a fi :

$$\xi^0 = 0,5, \quad \omega_n^0 = 31,6 \text{ rad/s.} \quad (28)$$

Ca indici de performanță se aleg: eroarea staționară ε_{st} , suprareglajul σ , timpul de răs-

puns t_r și lățimea de bandă ω_b . Legătura analitică între acești indici și parametri aleși este dată de formulele următoare :

$$\begin{aligned} \varepsilon_{st} &= \frac{2\xi}{\omega_n}, \\ \sigma &= e^{\frac{-\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}}, \\ t_r &= \frac{\ln(0,05 \sqrt{1-\xi^2})}{-\xi \omega_n}, \\ \omega_b &= \omega_n \sqrt{1-2\xi^2 + \sqrt{2-4\xi^2 + 4\xi^4}}. \end{aligned} \quad (29)$$

Cu parametri fixați la valorile nominale se obțin pentru indicii de performanță următoarele valori nominale :

$$\begin{aligned} \varepsilon_{st}^0 &= 0,03, \\ \sigma^0 &= 0,16, \\ t_r^0 &= 0,2 \text{ s}, \\ \omega_b^0 &= 40 \text{ rad/s.} \end{aligned} \quad (30)$$

Se presupune că performanțele sistemului rămîn încă acceptabile pentru o variație maximă a acestor indici de $\pm 25\%$. Deci :

$$\begin{aligned} \Delta \varepsilon_{st} &= \pm 0,0075, \\ \Delta \sigma &= \pm 0,04, \\ \Delta t_r &= \pm 0,05 \text{ s}, \\ \Delta \omega_b &= \pm 10 \text{ rad/s.} \end{aligned} \quad (31)$$

În figura 4 sînt prezentate regiunile de acceptabilitate pentru fiecare indice de performanță, mărginite cu linie întreruptă. Cu linie continuă este marcat conturul de performanță, iar regiunea conexă mărginită de acest contur reprezintă regiunea de acceptabilitate pentru care performanțele sistemului sînt acceptabile din punctul de vedere al tuturor celor patru indici.

Examinînd figura 4 se pot trage următoarele concluzii :

— eroarea staționară este sensibilă la variația raportului parametrilor (proprietatea 2 a conturului de performanță);

— timpul de răspuns este mai sensibil la variația produsului $\xi \cdot \omega_n$ decît la variația fiecărui parametru în parte (proprietatea 1);

— suprareglajul depinde numai de ξ (proprietatea 3 a conturului).

Aceste concluzii, deduse pe baza proprietăților conturului de performanță enunțate anterior, rezultă imediat și prin inspectarea formulelor (29). Tot din figura 4 se vede că doi dintre indici, eroarea staționară și timpul de răspuns, introduc limitări egale în ceea ce privește varia-

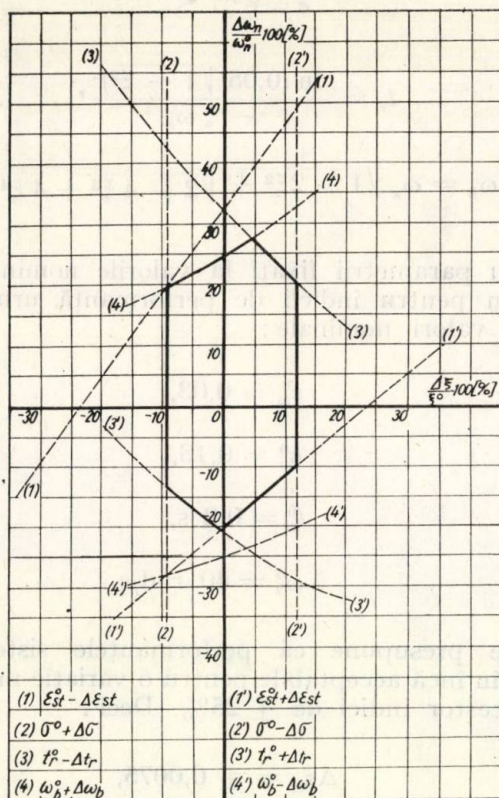


Fig. 4. Regiunea de acceptabilitate și conturul de performanță pentru un sistem automat de ordinul II.

ția lui ω_n . Cu alte cuvinte, acești doi indici sînt la fel de sensibili la variația pulsației naturale a sistemului. În ceea ce privește variația lui ξ , condițiile cele mai restrictive sînt introduse de suprareglaj, dreptele $\sigma^0 + \Delta\sigma$ și $\sigma^0 - \Delta\sigma$ care corespund valorilor $\sigma = 0,20$, respectiv $\sigma = 0,12$, delimitînd gama de variație a gradului de amortizare.

Limitele conturului de performanță sînt următoarele :

$$L_{\xi}^{sup}(\sigma^0, p, -\Delta\sigma) = 11,9\%,$$

$$L_{\xi}^{inf}(\sigma^0, p, \Delta\sigma) = -9,3\%,$$

$$L_{\omega_n}^{sup}(\omega_b^0, p, \Delta\omega_b) = 24,3\%,$$

$$L_{\omega_n}^{inf}(\varepsilon_{st}^0, p, \Delta\varepsilon_{st}) = -20\%. \quad (32)$$

Se urmărește centrarea conturului de performanță. Aplicînd (27) și (32) :

$$E_{\omega_n}(p) = |L_{\omega_n}^{sup}(\omega_b^0, p, \Delta\omega_b) +$$

$$+ L_{\omega_n}^{inf}(\varepsilon_{st}^0, p, \Delta\varepsilon_{st})| = 4,3\%,$$

$$E_{\xi}(p) = |L_{\xi}^{sup}(\sigma^0, p, -\Delta\sigma) +$$

$$+ L_{\xi}^{inf}(\sigma^0, p, \Delta\sigma)| = 2,6\%,$$

$$E(p) = \max(E_{\omega_n}(p), E_{\xi}(p)) = E_{\omega_n}(p) = 4,3\%. \quad (33)$$

Conform algoritmului prezentat, se centrează parametrul ω_n . Noua valoare nominală a pulsației naturale este :

$$\omega_n^{0*} = 32,82 \text{ rad/s}. \quad (34)$$

Noile limite ale conturului de performanță sînt :

$$L_{\xi}^{sup*}(\sigma^0, p', -\Delta\sigma) = 11,9\%,$$

$$L_{\xi}^{inf*}(\sigma^0, p', \Delta\sigma) = -9,3\%,$$

$$L_{\omega_n}^{sup}(\omega_b^0, p', \Delta\omega_b) = 19,74\%,$$

$$L_{\omega_n}^{inf*}(t_r^0, p', \Delta t_r) = -19,74\%. \quad (35)$$

Se remarcă că limita inferioară pentru ω_n nu mai este dată de eroarea staționară (ca la vechiul contur) ci de timpul de răspuns. Se calculează :

$$E_{\xi}(p') = |L_{\xi}^{sup*}(\sigma^0, p', -\Delta\sigma) +$$

$$+ L_{\xi}^{inf*}(\sigma^0, p', \Delta\sigma)| = 2,6\%,$$

$$E_{\omega_n}(p') = |L_{\omega_n}^{sup*}(\omega_b^0, p', \Delta\omega_b) +$$

$$+ L_{\omega_n}^{inf*}(t_r^0, p', \Delta t_r)| = 0. \quad (36)$$

Se observă că $E_{\omega_n}(p') = 0$ deoarece parametrul ω_n a fost centrat.

$$E(p') = \max(E_{\xi}(p'), E_{\omega_n}(p')) = E_{\xi}(p') = 2,6\%. \quad (37)$$

Deoarece $E(p') < E(p)$, se poate trece la centrarea celui de-al doilea parametru ξ , pentru care se obține noua valoare nominală :

$$\xi^{0*} = 0,5065. \quad (38)$$

Rezultatele numerice din acest exemplu au fost obținute pe calculatorul IBM 1130 de la Centrul de calcul al Institutului politehnic București.

4. Concluzii

În exemplul prezentat s-a considerat proiectarea unui sistem automat de ordinul II ținând seamă de variația parametrilor ξ și ω_n , apreciată probabilistic, în cazul particular al distribuției gaussiene a variațiilor aleatorii ale parametrilor în jurul valorii lor nominale.

Prin calcul s-au determinat noile valori nominale ξ^{0*} și ω_n^{0*} , care asigură o gamă maximă de variație pentru cei doi parametri, astfel încât indicii de performanță aleși să nu se modifice cu mai mult de 25% din valoarea lor nominală.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Bode, H. W. *Network analysis and feedback amplifier design*. New York, Van Nostrand, 1945.
- [2] Mason, Zimmerman. *Electronic circuits, signals and systems*. New York, John Wiley, 1960.
- [3] Călin, S., Palcu, I. *Metode de calcul ale sensibilității sistemelor automate continue*. În: *Automatica și Electronica*, vol. 14, nr. 2, 1970, pag. 47–55.
- [4] Solodovnikov, V. V. *Tehniceskaja kibernetika*. Moscova, Mašinostroenie, 1967.
- [5] Gibson, J. E. *Nonlinear automatic control*. New York, McGraw Hill, 1963.
- [6] Haddad, A. H., Cruz, J. B., Kokotovic P. V., *Proiectarea sistemelor de comandă cu parametri aleatorii*. În: *International journal of control*, vol. 13, nr. 5, 1971, pag. 981–992.

REALIZĂRI ALE INDUSTRIEI ROMÂNEȘTI

Echipamente de telemecanică

Prezentare generală

Pe baza cercetărilor efectuate la Institutul de cercetări și proiectări automatizări (IPA) s-au elaborat blocuri, echipamente și instalații de telemecanică destinate supravegherii și conducerii centralizate de la distanță a proceselor tehnologice în următoarele domenii: energetică, transport, irigații, câmpuri de petrol-gaze, conducte magistrale de transport, rețele urbane, combinate industriale.

Pe baza concepției IPA și a fabricației la Fabrica de elemente de automatizare (FEA), întrebuintându-se elemente cu siliciu și cu circuite integrate, se pot livra produsele menționate mai jos. Trebuie de asemenea menționat că deseori trebuie elaborate soluții, blocuri și echipamente specializate care să completeze echipamentele tip. Astfel de sarcini pot fi preluate de către IPA.

Actualmente se realizează următoarele tipuri de echipamente de telemecanică care funcționează cu diviziune în timp (cod de impulsuri):

- echipament de telecomandă tip TC-1 și TC-2;
- echipament de telesemnalizare tip TS-1 și TS-2;
- echipamente de telesemnalizare-telemăsură tip TSM-1-R.

Aceste echipamente vor fi descrise sumar în cele ce urmează.

Pentru asigurarea legăturilor între echipamentele de mai sus a fost conceput echipamentul de canal modern de 50 bd tip TC-5.

Caracteristicile comune ale echipamentelor specificate sînt următoarele:

- Condiții de mediu: domeniul de temperatură $-10^{\circ}\text{C} \dots +55^{\circ}\text{C}$ umiditate relativă maximă 80%.
- Alimentarea: de la rețea de 220 V ($+10\%$, -15%) 50 Hz ± 1 Hz sau: baterie de acumulatori 24 V (48 V).
- Canale de transmisie: canale uzuale telefonice de 50 sau 100 bauzi care respectă normele CCITT.

Echipamente de telecomandă tip TC-1 și TC-2

Aceste echipamente sînt destinate transmiterii execuției la un post controlat a comenzilor inițiate de la un post de dispecer. Echipamentul TC-1 are o capacitate maximă de 12 telecomenzi simple, iar echipamentul TC-2 o capacitate maximă de 50 telecomenzi simple. Aceste echipamente se vor utiliza pentru dispecerizarea proceselor cuprinzînd posturi controlate cu un volum relativ mic-mediu de informații, situație care se întâlnește de obicei în energetică, conducte de gaze, irigații.

Principalele caracteristici tehnice sînt următoarele:

- transmisia informației este intermitentă;
- legătura este de tip post la post;
- echipamentul este dotat cu sincronizare autonomă și sinfazare start-stop;
- se întrebuintează pentru protejarea la perturbării a cuvîntului de adresă a unui cod combinațional C_8^2 sau C_8^3 și repetarea cuvîntului;
- viteza de transmisie este de 50 sau 100 bauzi;

— întârzierea execuției comenzii este de 0,6 s sau 0,3 s.

În afară de comenzile simple indicate mai sus, volumul maxim al echipamentului TC-1 cuprinde și 6 telecomenzi duble și al lui TC-2, 25 telecomenzi duble.

Supravegherea în funcționare se asigură prin detecția erorilor de transmisie cu blocarea execuției telecomenzilor și semnalizarea indisponibilității de funcționare. Intrările sînt realizate printr-un contact normal deschis pentru fiecare telecomandă simplă, iar ieșirile, prin semnal cu o putere de 6 W sau un contact de releu individual pe telecomandă simplă de durată 1 s sau 10 s.

Aparatura de telecomandă din postul de dispecer formează și emite în canal mesajul de telecomandă, în urma inițierii unei comenzi de către dispecer. Acest mesaj de telecomandă se compune dintr-un cuvînt de sinfazare-start și două cuvinte de cod de cîte 6 (8) simboluri informaționale, al doilea cuvînt cuprinzînd simbolurile reflectate ale primului.

Aparatura de telecomandă din postul controlat efectuează recunoașterea cuvîntului de sinfazare-start, recepția, controlul informației recepționate și, în cazul corectitudinii acesteia, formează semnalul de acționare corespunzător codului recepționat și duratei telecomenzii inițiate. În cazul detectării unei erori de transmisie sau funcționare se interzice formarea semnalului de acționare.

Telecomenzile pot fi inițiate numai succesiv; echipamentul asigură autoprotecția la erori de funcționare datorite defectării aparaturii sau suprapunerii de comenzi manuale, avertizînd și dispecerul.

Asemenea echipamente de telecomandă sînt prevăzute pentru posturile de secționare și pentru stațiile de tracțiune de pe liniile ferate electrificate Livezeni-Mintia și Adjud-Ghimeș. Costul estimativ al acestor echipamente este: pentru TC-1 70 000 lei și pentru TC-2 100 000 lei.

Echipamente de telesemanalizare TS-1 și TS-2

Aceste echipamente sînt destinate transmiterii și afișării la un post dispecerat a informației de telesemanalizare necesară supravegherii unui post controlat. Echipamentul TS-1 are o capacitate maximă de 24 telesemanalizări simple, iar echipamentul TS-2, de 96 telesemanalizări simple. Ele se pot utiliza pentru dispecerizarea proceselor cuprinzînd un număr de posturi controlate cu un volum relativ mic-mediu de informație, asigurînd o întârziere redusă în afișarea acesteia. Domeniile de întrebuițări: sistemul energetic, conducte de gaze, irigații etc.

Principalele caracteristici tehnice sînt următoarele:

- transmisia informației este ciclică;
- legătura este de tip post la post;

— echipamentul este dotat cu sincronizare autonomă și sinfazare start-stop ciclică;

— protejarea la perturbații a unui cuvînt printr-un simbol de paritate;

— viteza de transmisie: 50 sau 100 bauzi;

— durata unui ciclu: 1 s sau 0,5 s pentru TS-1 și 2,8 s sau 1,4 s pentru TS-2.

Echipamentul poate realiza telesemanalizări de poziție, de avarie sau de depășire de limită. Volumul maxim este de 24 telesemanalizări simple sau 12 telesemanalizări duble pentru TS-1 și de 96 telesemanalizări simple sau 48 semnalizări duble pentru TS-2. Supravegherea funcționării este asigurată prin detecția erorilor de transmisie, precum și prin detecția și semnalizarea indisponibilității de funcționare.

Afișarea telesemanalizărilor se realizează simultan și permanent pe un panou sinoptic comun al postului de la dispecer, cu elemente de afișare individuale. De asemenea este prevăzută o avertizare vizuală și sonoră a schimbării telesemanalizărilor, precum și interzicerea unei afișări eronate.

Pentru intrări este prevăzut un contact normal deschis pentru fiecare semnalizare simplă și două contacte normal deschise pentru fiecare telesemanalizare dublă, iar pentru ieșiri cîte o lampă pentru fiecare telesemanalizare simplă de stare, de limită sau de poziție și cîte o cheie și o lampă pentru fiecare telesemanalizare dublă de poziție.

Pentru legături se utilizează canale telegrafice uzuale de 50 sau 100 bauzi.

Aparatura de telesemanalizare de la postul controlat formează și emite în canal automat, permanent și ciclic mesajul de telesemanalizare. Acesta se compune dintr-un cuvînt de start-sinfazare și 3 (12) cuvinte cuprinzînd cîte 8 simboluri informaționale și 1 simbol de control. Aparatura din postul de dispecer efectuează recunoașterea cuvîntului start-sinfazare, recepția, controlul și afișarea informației recepționate. În cazul detectării unei erori de transmisie sau de funcționare, se interzice parțial sau în întregime afișarea informației eronate, pînă la recepționarea primului mesaj corect. Elementele de afișare corespunzătoare păstrează ultima informație corectă și dispecerul este avertizat.

Asemenea echipamente — în curs de fabricație — sînt prevăzute pentru posturile de secționare și pentru stațiile de tracțiune de pe liniile de cale ferată electrificate Livezeni — Mintia și Adjud — Ghimeș. Prețul estimativ al acestor echipamente este de 100 000 lei pentru TS-1 și de 190 000 lei pentru TS-2.

Echipament de telesemanalizare—telemăsură tip TSM-1-R

Acest echipament este destinat transmiterii și afișării la un post de dispecer a informației de

telemnalizare-telemăsură necesară supravegherii unui post controlat, cum și înregistrării numerice a informației de telemăsură la postul de dispecer. Echipamentul are o capacitate maximă de 12 telemnalizări simple și 3 telemăsuri și poate fi utilizat pentru dispecerizarea proceselor cuprinzând un număr mare de posturi controlate cu un volum relativ mic de informație, asigurând o întârziere redusă în afișarea și înregistrarea acesteia.

Principalele caracteristici tehnice sînt următoarele :

- transmisia informației se face ciclic tip post la post ;
- este prevăzută sincronizarea automată și sinfazarea start-stop ciclică ;
- protejarea la perturbații a unui cuvînt este asigurată prin utilizarea unui cod ciclic ;
- viteza de transmisie este 50 sau 100 baud ;
- durata unui ciclu este de 2 s sau de 1 s și a înregistrării telemăsurilor, de 1 s.

Acest echipament asigură telemnalizări de poziție, de avarii și de depășiri de limită, precum și telemăsuri cu un volum maxim de 12 telemnalizări simple sau 6 telemnalizări duble și 3 telemăsuri. Supravegherea în funcționare asigură detecția erorilor de transmisie, precum și detecția și semnalizarea indisponibilității de funcționare.

În ce privește afișarea, echipamentul realizează următoarele :

- pentru telemnalizări, afișarea simultană și permanentă pe un panou sinoptic comun al postului de dispecer cu elemente de afișare individuale, precum și avertizarea vizuală și acustică a variațiilor ;
- pentru telemăsuri, afișarea simultană și permanentă pe un panou sinoptic sau pe un pupitru cu instrumente analogice sau numerice individuale ;
- interzicerea afișării informației eronate, parțial sau în întregime.

Înregistrarea telemăsurilor se face periodic, la schimbarea telemnalizărilor de depășire de limite și la cerere, interzicîndu-se înregistrarea informației eronate parțial sau în întregime.

Aparatura de telemnalizare — telemăsură din postul controlat formează și emite în canal, în mod automat, permanent, ciclic, mesajul

de telemnalizări — telemăsuri. Un asemenea mesaj se compune dintr-un cuvînt de sinfazare, patru cuvinte informaționale și un cuvînt final. Cuvintele informaționale și cuvîntul final sînt de cod ciclic și se compun din cîte 12 simboluri informaționale și cîte patru simboluri de control. Aparatura din postul de dispecer efectuează recunoașterea cuvîntului de sinfazare, precum și recepția, controlul și afișarea informației recepționate. În mod periodic, la cerere sau la schimbarea uneia sau mai multora dintre telemnalizările de limită, aparatura din postul de dispecer efectuează și înregistrarea tuturor telemăsurilor. În cazul detectării unei erori de transmisie sau de funcționare, se interzic, parțial sau în întregime, afișarea și înregistrarea informației eronate pînă la recepționarea primului mesaj corect. Elementele de afișare care corespund informației eronate păstrează ultima informație corectă și avertizează dispecerul. La inițiativa dispecerului se verifică, cu ajutorul unor butoane de control, afișarea telemnalizărilor — telemăsurilor, precum și înregistrarea.

Un asemenea echipament este prevăzut pentru instalația de dispecer a conductei de gaze U.R.S.S. — Bulgaria.

Echipamente de canal pentru viteza de 50 bd (modemuri de 50 bd) tip TC-5

Acest modem de 50 bd reprezintă o legătură emițător-receptor care lucrează în banda telefonică vocală ; pot funcționa simultan 24 legături telefonice conform normelor CCITT. Modemurile sînt destinate legăturilor dintre două echipamente de transmitere de date sau dintre un echipament de telemecanică de la postul de dispecer și echipamentele de telemecanică de la posturile controlate. Ele permit asigurarea legăturilor atît în configurație radială cît și într-o configurație liniară a rețelei. Banda de frecvență ocupată de un canal este de 120 Hz.

Modemurile TC-5 cuprind mijloace proprii pentru compensarea atenuării liniilor de telecomunicație și asigură introducerea și extragerea informației individual pentru fiecare post controlat, în cazul unei configurații liniare a rețelei.

Ing. I. Papadache

NOI MATERIALE DOCUMENTARE

S. Florea. **Sisteme de automatizare pneumatice și hidraulice.** Partea I. Elemente și circuite pneumatice. București, Institutul politehnic, 1973.

Acest volum, tipărit de Institutul politehnic București, are conținutul indicat în cele ce urmează.

Capitolul 1 cuprinde considerații generale asupra echipamentelor de automatizare hidraulice, pneumatice și fluidice, făcându-se o comparație a caracteristicilor lor cu acelea ale echipamentelor electronice din diferite puncte de vedere: consum de metal, complexitatea structurii, rezistența față de mediu, siguranța funcționării, viteza de acționare etc.

În capitolul 2 se expun noțiuni generale de mecanică a fluidelor. Considerăm că acest capitol cuprinde prea multe aspecte teoretice, care de altfel nu sînt folosite în totalitatea lor în restul expunerii.

Capitolul 3 prezintă calculul elementelor și circuitelor pneumatice și formează o parte deosebit de reușită a lucrării: sînt utilizate pe de o parte numai considerațiile teoretice strict necesare și pe de altă sînt expuse toate structurile pneumatice care prezintă importanță în aplicații.

În capitolul 4 sînt descrise echipamente de automatizare pneumatice realizate prin interconectarea de elemente și circuite active și pasive. Prima parte a capitolului se ocupă, cum era și de așteptat, de regulatoarele pneumatice cu legi de reglare PID. Ca o primă aplicație se stabilește funcția de transfer a regulatorului pneumatic care va fi fabricat în țara noastră după licență Kent-Tieghi și se expun caracteristicile principale ale acestui regulator, dintre care menționăm: posibilitatea trecerii corecte și rapide de la comanda automată la comanda manuală, eliminarea interdependenței dintre constanta T_d și celelalte constante ale regulatorului, exploatarea și întreținerea ușoare. Credem că ar trebui să se atragă atenția fabricii constructoare FEPA—Birlad asupra acestei părți din lucrare pentru a o folosi la întocmirea documentației tehnice a regulatorului respectiv. O altă aplicație studiată mai amănunțit este regulatorul pneumatic modular din sistemul USEPA care are o elasticitate mare în realizarea legilor de reglare și a altor funcțiuni auxiliare. Partea a doua a acestui capitol se ocupă de circuitele pneumatice discrete și de combinarea lor pentru a se realiza diferite structuri. Oarecum prea sumar și neașteptat, capitolul se încheie cu expunerea reglatoarelor directe și a unor reglatoare de presiune.

Următoarele două capitole se ocupă de elementele fluidice. După cum este binecunoscut acest domeniu a făcut obiectul unor preocupări îndelungate și reușite ale autorului. În capitolul 5 sînt expuse componente și echipamente fluidice cu acțiune continuă. Cea mai mare dezvoltare a cunoscut-o amplificatorul cu devierea jetului și, din această cauză, este studiat mai amplu, cu o expunere deosebit de reușită. Partea finală a capitolului expune principiile de realizare a amplificatoarelor operaționale fluidice și funcțiile lor de transfer, precum și unele considerații generale asupra reglatoarelor fluidice. În capitolul 6 sînt expuse elemente fluidice discrete, începînd cu principiile specifice ale acestor elemente, în primul rînd cu efectul Coandă. În continuare sînt expuse: circuitul basculant bistabil cu două intrări, elementul SAU — NICI, monostabilul cu trei ieșiri, circuite de comutație cu elemente fluidice și circuite cu logică de prag. Ultimele două părți ale capitolului se ocupă de aspecte subtile ale acestui domeniu, și anume de hazardul în circuitele fluidice și de interconectarea elementelor fluidice.

În ultimul capitol al lucrării — al 7-lea — sînt prezentate elementele auxiliare pentru echipamentele și sistemele pneumatice și, în primul rînd, pentru producerea aerului instrumental. În legătură cu aceasta ar fi fost de folos o precizare mai detaliată a caracteristicilor cerute aerului instrumental, problemă insuficient avută în vedere în practica industrială.

Lucrarea se termină cu o interesantă bibliografie, care scoate în evidență intensă activitate a autorului în acest domeniu.

În încheierea acestei recenzii vom menționa că lucrarea umple cu succes un gol în literatura noastră de specialitate.

După apariția în această formă și a părții a doua, va fi indicat să se studieze tipărirea în cadrul unei edituri tehnice a întregii lucrări, pentru a-i asigura o circulație mai amplă.

Ing. I. Papadache

G. h. Savin, H. Rosman. **Circuite electrice neliniare și parametrice.** Seria Electroenergetică. Editura tehnică, București, 1973, 391 p.

Deși în mod obișnuit literatura tehnică, și în special cea didactică, studiază fenomenele naturii ca fenomene liniare, astăzi se cunoaște faptul că, în realitate, fenomenele așa-numite liniare nu sînt decît aspecte particulare, limitate, ale fenomenelor naturii care, prin esență, sînt fenomene neliniare sau dependente de parametrii externi (parametrice). Originalitatea lucrării „Circuite electrice neliniare și parametrice”, elaborată de Gh. Savin și H. Rosman, constă în principal în faptul că prezintă în mod unitar un studiu al circuitelor electrice considerate în mod firesc, așa cum se prezintă ele în realitate, neliniare și/sau parametrice.

În prima parte a lucrării, după o succintă clasificare a elementelor de circuit neliniare, se face o trecere în revistă a principalelor elemente: rezistorul, bobina cu miez, condensatorul, fixînd noțiunile și definițiile parametrilor cu care se va lucra în continuare.

Partea a 2-a tratează analiza circuitelor neliniare în regim permanent. Studiul demarează cu prezentarea aproximărilor analitice ale caracteristicilor experimentale ale elementelor de circuit neliniare, analizînd diversele funcții de aproximare utilizate în electrotehnică, metodele de determinare a coeficienților acestor funcții, precum și de normare a lor.

În continuarea acestei părți a lucrării, se face un studiu al circuitelor electrice neliniare de curent continuu, analizînd legile și teoremele cunoscute ale circuitelor electrice sub o formă mai generală, aceea corespunzătoare existenței unor elemente neliniare în circuit. Analog se prezintă și studiul circuitelor magnetice, evidențiînd unele particularități ale acestor circuite, ca: magnetismul permanent, histerezisul.

Analiza în regim permanent a circuitelor neliniare inerțiale și neinerțiale, excitate cu semnale periodice, ocupă un volum important al lucrării. Se studiază circuitele cu rezistoare, bobine și condensatoare neliniare inerțiale și metodele de analiză a acestor circuite, accentuînd asupra fenomenelor de ferorezonanță. Fenomenele mai deosebite, ca apariția de armonice și subarmonice în spectrul semnalului de răspuns, care nu fac parte din spectrul semnalului de excitație periodic, sau variația periodică a amplitudinii semnalului de răspuns, fără acțiunea unui factor modulator de joasă frecvență, sînt studiate cu metode speciale, amănunțite, grafoanalitice și analitice.

Partea a 2-a a lucrării se ocupă de analiza circuitelor neliniare în regim tranzitoriu și în regim forțat. Dificultățile unui astfel de studiu constau pe de o parte în determinarea ecuației diferențiale a circuitului și pe de altă parte în însăși rezolvarea acestei ecuații.

Lucrarea abordează pe rînd: normarea ecuațiilor diferențiale, metodele numerice de analiză a circuitelor, metodele grafoanalitice care permit obținerea directă a răspunsului, metodele grafoanalitice topologice (planul fazelor), precum și metodele analitice propriu-zise (metoda liniarizării, metoda perturbației, metoda variației constantei, metoda variațională, metoda operațională).

Partea a 3-a a lucrării conține o analiză a stabilității circuitelor neliniare, fiind prezentate succesiv aplicațiile principalelor criterii de stabilitate cunoscute (criteriile Routh, Hurwitz, Mihailov, Nyquist). Un loc important în lucrare îl ocupă studiul stabilității cu ajutorul metodelor lui Liapunov.

Ultimul capitol al părții a 3-a se ocupă de regimul forțat în circuitele neliniare, insistînd asupra circuitelor descrise prin ecuații tip Duffing și Van der Pol.

Partea a 4-a a lucrării tratează studiul proceselor neliniare, adică al acelor procese tipic neliniare, ca de pildă, multiplicarea frecvenței, stabilizarea, redresarea, modularea, demodularea și generarea de oscilații.

Partea a 5-a a lucrării se ocupă cu studiul circuitelor parametrice. După clasificarea și descrierea principalelor elemente parametrice se face o analiză a circuitelor parametrice, atât a celor descrise de ecuații algebrice, cât și a celor descrise de ecuații diferențiale de ordinul I sau II. Studiul se încheie cu o prezentare detaliată a proceselor parametrice, cum sînt: modularea parametrică, redresarea și demodularea, autoexcitația și amplificarea parametrică.

Lucrarea autorilor Gh. Savin și H. Rosman se prezintă sub o foarte judicioasă organizare a textului, detaliat în capitole, subcapitole, paragrafe etc. Bibliografia conține 109 poziții, multe aparținînd autorilor cărții prezentate.

Lucrarea are meritul de a prezenta, într-un tot unitar și sistematic, cunoștințele acumulate în tehnica actuală despre un grup de elemente foarte numeroase și foarte răspîndit în practică.

Lucrarea poate reprezenta o bază de studiu pentru toți specialiștii în a căror activitate apar necesități de cunoaștere și de analiză a unor fenomene sau elemente neliniare sau parametrice.

Ing. Hari Herșcovici

C. Popovici. Calculatoare cu program și teoria programării. București, Editura științifică, 1972, 334 p.

Deși s-au scris numeroase cărți despre calculatoarele electronice și despre programarea lor, lucrarea pe care ne-o prezintă Editura științifică are o personalitate aparte. Acest lucru este datorit mai ales modului original în care autorul tratează atât structura logică a calculatorului cu program memorat cât și teoria programării acestui calculator.

Stăpînind bine teoria modernă a algoritmilor, Constantin P. Popovici privește structura calculatorului și programarea acestuia ca fiind părți integrante ale acestei teorii atotcuprinzătoare.

Tocmai datorită acestui motiv, primul capitol al lucrării tratează pe larg noțiunile de algoritm, program și schemă-bloc de program, ultimele două concepte fiind aspecte specializate ale noțiunii generice de algoritm.

Cel de al doilea capitol al cărții prezintă succint unele elemente de logică matematică, autorul rezumîndu-se la cîteva definiții și teoreme referitoare la algebre booleene, expresii booleene și funcții booleene.

Ideea de a cuprinde teoria programării calculatoarelor în teoria algoritmilor este dezvoltată în cadrul următorului capitol al lucrării. Acest capitol, intitulat „Elaborarea schemelor-bloc ale programelor”, are un conținut cu totul inedit și reprezintă, credem, o contribuție originală deosebit de valoroasă a autorului. Asociînd cîte o funcție booleană fiecărui proces de calcul și apoi exprimînd această funcție printr-o expresie arborescentă, se obține formula de structură a schemei-bloc a programului oricărui proces de calcul considerat.

Grație acestui mod de abordare a schemelor-bloc de program, se realizează de fapt transformarea procesului de elaborare a acestor scheme-bloc dintr-un studiu euristic într-un calcul matematic simplu, ceea ce, desigur, permite algoritimizarea acestui calcul, deschizînd perspective elaborării cu calculatorul a structurii logice a programelor.

Paragrafe aparte sînt rezervate, în cadrul aceluiași capitol 3, unor probleme deosebit de interesante, cum ar fi: fragmentarea proceselor de calcul în subproces sau înlocuirea unui sistem de condiții logice cu un alt sistem de condiții logice.

Cel de al patrulea capitol, la fel ca și capitolul 2, are un caracter ajutător. Se tratează sistemele de numerație, printre altele prezentîndu-se, în aceeași manieră „algoritmă”, compararea numerelor naturale sau reale într-un sistem de numerație, trecerea unui număr natural sau real dintr-o bază în alta etc.

Codificarea numerelor întregi și a numerelor reale în vederea reprezentării lor în calculatorul cu program memorat este

subiectul capitolului următor. Se prezintă atât codul direct, cât și codul invers și cel complementar, atât în situația calculatoarelor cu virgulă fixă cât și în cea a calculatoarelor la care numerele se reprezintă în virgulă mobilă, folosind baza 2 sau o bază oarecare b.

Cel de al șaselea capitol al cărții prezintă principalele scheme electronice ce se întîlnesc într-un calculator cu program memorat. Autorul face o rapidă trecere în revistă punctînd cu grijă principalele elemente ale schemelor electronice, începînd cu contactul electric, dioda și trioda, continuînd cu montajele de coincidență cu diode și triode și terminînd cu registrele de memorie, numărătorul de impulsuri, sumatorul și descifratorul.

Următorul capitol al lucrării recenzate se ocupă, de-a lungul a 100 pagini, cu limbajul de programare FORTRAN. Fiind prezentat în amănunțime, expunerea teoretică fiind însoțită de numeroase exemple, limbajul FORTRAN poate fi în bună măsură însușit de cititor prin parcurgerea acestui capitol.

Cel de al 8-lea capitol al lucrării, dedicat unor probleme moderne de teoria codurilor (anume codurilor detectoare și corectoare de erori), este prezent în această carte de calculatoare datorită puternicei legături dintre această problemă și cea a transmiterii informației de la un dispozitiv la altul al calculatorului cu program, precum și între calculator și terminalele sale (teleprocessing).

În ultimul capitol al cărții se face o scurtă trecere în revistă a calculatoarelor electronice cu program memorat fabricate în țara noastră (CIFA, MECIPT, DACICC ș.a.), prezentîndu-se și unele calculatoare de construcție străină. Tot în acest capitol se dau definițiile unor noțiuni de mare circulație în literatura de calculatoare cum ar fi: time-sharing, multiprogramare, multiprelucrare ș.a.

Lucrarea se încheie cu un paragraf care prezintă principalele tipuri de probleme ce se pot rezolva cu ajutorul calculatoarelor cu program memorat.

Fiind o îmbinare organică a celor mai necesare cunoștințe pentru înțelegerea structurii și funcționării unui calculator electronic cu program memorat, precum și pentru însușirea principiilor de programare în FORTRAN a unui asemenea calculator, cartea recenzată poate constitui un sprijin prețios în instruirea tuturor celor care doresc să-și aproprie aceste cunoștințe.

Ing. Marius Mendelovici

A. M. Buhtiarov ș.a. Culegere de probleme de programare. 375 probleme, cu rezolvări. București, Editura tehnică, 1973.

Tradusă după originalul apărut la Moscova în 1970, în editura „Nauka”, sub redacția cunoscutului specialist în calculatoare N. A. Krinițkii, cartea recenzată reprezintă cea de a doua ediție a lucrării a trei oameni de știință sovietici: A. M. Buhtiarov, L. M. Zikevskia și G. D. Frolov. Prima ediție a cărții, tipărită cu 5 ani în urmă, s-a dovedit de o utilitate deosebită pentru pregătirea cadrelor de programatori din U.R.S.S. Principiile care au stat la baza acestei prime ediții s-au dovedit juste, astăzi fiind unanim recunoscut faptul că pregătirea programatorilor trebuie să aibă un caracter universal și nu trebuie să fie orientată numai asupra unui anumit calculator sau numai asupra unei anumite concepții matematice a calculatorului.

Editura tehnică publică lucrarea specialiștilor sovietici în cadrul seriei practice „Automatică, informatică, electronică, management”, punînd astfel la dispoziția celor preocupați de problemele programării calculatoarelor o carte deosebit de utilă. Prin tipul de probleme abordate, precum și prin descrierea metodelor matematice de rezolvare a lor, culegerea este accesibilă chiar și cititorilor cu pregătire medie.

Cartea cuprinde două secțiuni principale — una de probleme propuse și alta de răspunsuri și rezolvări — precum și o anexă conținînd o scurtă descriere a unor calculatoare electronice numerice.

Cele 375 probleme de programare sînt grupate în cadrul a patru capitole, fiecare din acestea acoperind una din temele următoare:

Bazele aritmetice ale calculatoarelor electronice numerice : Elemente de programare; Exemple de programare și Programarea în limbajul ALGOL-60.

În cadrul primului capitol s-a dat o importanță deosebită diferitelor forme de reprezentare a numerelor și operațiilor cu numere în diferite sisteme de numerație poziționale, desigur accentul punîndu-se pe sistemul binar, utilizat la majoritatea calculatoarelor actuale.

Conținînd probleme referitoare la elemente relativ simple de programare, al doilea capitol acordă o atenție deosebită structurii instrucțiunilor, programării operatorilor de calcul, a operatorilor de variație și logici precum și programării ciclurilor.

Cel de al treilea capitol conține probleme de programare, printre care se pot aminti cele referitoare la introducerea mărimilor în celulele standard, programarea prin folosirea registrului de indexare, probleme de organizare a programelor, introducerea și extragerea informației, folosirea memoriei interne, lucrul cu subprograme ș.a.

Aceste prime trei capitole au o structură asemănătoare, fiind alcătuite din paragrafe, fiecare paragraf fiind consacrat unei anumite teme. Paragraful cuprinde un text explicativ, în care este prezentat succint subiectul respectiv, precum și problemele care se referă la aceeași temă. Deși datele majorității problemelor nu se referă la un anumit calculator concret, totuși unele probleme reflectă specificul programării pe calculatoare avînd o anumită structură a instrucțiunilor (cu o adresă, cu două adrese sau cu trei adrese) precum și o anumită formă de reprezentare a numerelor (în virgulă fixă sau în virgulă mobilă). Pe lângă acestea, mai există o serie de

probleme care reflectă specificul programării pe calculatoarele numerice fabricate în U.R.S.S. (în special BESM-4 și MINSK-22).

Aceste trei capitole, care se referă la programarea în cod mașină au fost completate (la ediția a doua a cărții) cu un capitol destinat programării în limbajul algoritmic ALGOL-60. Redactorul ediției sovietice consideră că, deși programarea automatizată, prin utilizarea limbajelor algoritmice, a cunoscut o puternică dezvoltare în U.R.S.S. în ultimul timp, totuși este necesară și studierea programării în cod mașină, mai ales pentru a înțelege și întocmi mai bine programele, care alcătuiesc concepția matematică a calculatoarelor.

Ultimul capitol al secțiunii, conținînd probleme de programare în limbajul ALGOL-60, se divide de asemenea în paragrafe, dar la acestea nu există texte explicative.

Secțiunea de răspunsuri la lucrări cuprinde răspunsurile și rezolvările tuturor problemelor din capitolele I și IV, precum și ale unora din problemele propuse în capitolele II și III.

Deoarece calculatoarele electronice numerice reale au un set de instrucțiuni destul de bogat și complicat, care necesită un timp îndelungat pentru învățarea și memorarea sa, autorii au hotărît să includă — sub forma unei anexe la culegerea de probleme — descrierea unor calculatoare convenționale (neexistente în realitate), denumite Y-3, Y-2, Y-1 și P, care conțin un număr nu prea mare de instrucțiuni, dintre cele mai caracteristice, întîlnite la calculatoarele actuale.

Prin modul practic de prezentare a materialului, precum și prin bogăția de metode pe care autorii le expun, lucrarea merită o atenție deosebită din partea specialiștilor din țara noastră, fie că aceștia lucrează în centre de calcul, în facultăți sau în licee de specialitate.

Ing. Marius Mendelovici

MANIFESTĂRI ȘTIINȚIFICE ȘI TEHNICE

Simpozion IFAC "Reglarea și comanda în electronica de putere și dispozitive electrice de antrenare", Düsseldorf, 7—9 octombrie 1974

VDI/VDE Gesellschaft Mess- und Regelungstechnik organizează simpozionul „Reglarea și comanda în electronica de putere și dispozitive electrice de antrenare (Control in power electronics and electric drives)”, care va avea loc la Düsseldorf între 7 și 9 octombrie 1974 sub egida IFAC. Temele programate sînt:

Teoria sistemelor de control folosind convertizoare electronice de putere.

Convertizoare electronice de putere controlate.

Alimentarea prin convertizor a motoarelor de curent alternativ și continuu.

Aplicații ale dispozitivelor de antrenare controlate.

Aplicații la tracțiunea și la transportul electric, perspective de viitor.

Aplicații în sectoarele speciale ale conversiunii statice de putere (de exemplu: încălzirea prin inducție, electroliza, acceleratoarele de particule).

Data simpozionului a fost aleasă astfel ca participanții să poată să asiste de asemenea la al 6-lea congres internațional INTERKAMA și la expoziția tehnicii de măsură și de automatizare care se vor ține la Düsseldorf între 10 și 16 octombrie 1974.

CONTENTS

DC 681.327

Martin G. and Maschek C. :

Monitor designed for small capacity computers.

Automatica și Electronica 18, nr. 2, mar-apr 1974, p. 49-55

A condensed description of the characteristics of a monitor designed for third generation small capacity FELIX-32 computers.

DC 681.327.06

Mocică Maria and Căruțașu I. :

File maintenance system for small capacity computers.

Automatica și Electronica 18, nr. 2, mar-apr 1974, p. 56-59

The achievement of FELIX C-32 small capacity electronic computers has called for corresponding software, which includes also the file maintenance system devised by the authors.

DC 681.3.06

Macarie P. :

TTPL — time-sharing language.

Automatica și Electronica 18, nr. 2, mar-apr 1974, p. 59-65

The paper describes the TTPL programming-language (a version of APL language) designed for users of FELIX computers, language implemented by SIRIS 2R operating system.

DC 62-50 : 681.335.7

Nitu C. :

Method of deriving slow-varying time signals.

Automatica și Electronica 18, nr. 2, mar-apr 1974, p. 66-69

In automation installations one often uses time modulation. In some cases it is necessary that the duration of impulse should be proportional to the modulated signal and depend on its first derivative. The author presents a method of obtaining the derivative of slow-varying signals.

DC 62-52

Georgescu E. :

Instructible automatic control systems.

Automatica și Electronica 18, nr. 2, mar-apr 1974, p. 70-74

The author describes automatic control systems capable of enhancing their operations, taking their own experience as a basis.

DC 621.389 : 612.17

Neagoe V. E. and Neagu C. :

Electric programme-controlled stimulator.

Automatica și Electronica 18, nr. 2, mar-apr 1974, p. 74-81

The authors present an apparatus, describing the technical and physiological premises on which it is based.

DC 62-50

Russ I. :

Application of the sensitivity theory to the study of automatic systems.

Automatica și Electronica 18, nr. 2, mar-apr 1974, p. 82-87

The author describes a possibility of optimal selection of adjustment values in the field of achieved performances, seeing that the variation of parameters, from the initial calculation values, maintains the system within the zone of prescribed parameters.

ROMANIAN INDUSTRY ACHIEVEMENTS	87-89
NEW DOCUMENTARY MATERIALS	90-92
SCIENTIFIC AND TECHNICAL EVENTS	92

SOMMAIRE

CD 681.327

Martin G. et Maschek C. :

Moniteur pour calculateur de petite capacité.

Automatica și Electronica 18, no. 2, mars-avril 1974, p. 49-55

L'ouvrage comprend une présentation condensée des caractéristiques d'un moniteur destiné à un calculateur de petite capacité, de la III-ème génération, FELIX C-32.

CD 681.327.06

Mocică Maria et Căruțașu I. :

Le système de gestion des fichiers pour le calculateur de petite capacité.

Automatica și Electronica 18, no. 2, mars-avril 1974, p. 56-59

La réalisation des calculateurs électroniques de petite capacité FELIX C-32 a imposé la réalisation d'un software correspondant, dans la composition duquel entre aussi le système de gestion décrit par les auteurs.

CD 681.3.06

Macarie P. :

TTPL — langage de time-sharing.

Automatica și Electronica 18, no. 2, mars-avril 1974, p. 59-65

L'article présente la langage à programmer TTPL (une version du langage APL) pour ceux qui utilisent le calculateur FELIX, langage introduit dans le système opératif SIRIS 2R.

CD 62-50 : 681.335.7

Nitu C. :

Méthode pour dériver les signaux qui varient lentement avec la durée.

Automatica și Electronica 18, no. 2, mars-avril 1974, p. 66-69

Dans les installations d'automation on utilise souvent la modulation en durée des impulsions. Dans certains cas, il est nécessaire que la durée des impulsions soit non seulement proportionnelle au signal modulé, mais qu'elle dépende aussi de la première dérivée de ce dernier. Pour les signaux qui varient lentement avec la durée, l'auteur présente une méthode d'obtention de la dérivée.

CD 62-52

Georgescu E. :

Systèmes instruisibles de réglage automatique.

Automatica și Electronica 18, no. 2, mars-avril 1974, p. 70-74

On décrit les systèmes de réglage automatique, capables d'améliorer leur fonctionnement, en se basant sur leur propre expérience.

CD 621.389 : 612.17

Neagoe V. E. et Neagu C. :

Electrostimulateur à programme.

Automatica și Electronica 18, no. 2, mars-avril 1974, p. 74-81

On présente un appareil et les prémisses techniques et physiologiques qui ont servi comme point de départ.

CD 62-50

Russ I. :

Applications de la théorie de la sensibilité à l'étude des systèmes automatiques.

Automatica și Electronica 18, no. 2, mars-avril 1974, p. 82-87

On présente une possibilité pour les choix optimum des valeurs d'accord dans le domaine des performances accomplies, au sens que les variations des paramètres par rapport aux valeurs initiales, de calcul, maintiennent le système dans la zone des performances imposées.

RÉALISATIONS DE L'INDUSTRIE ROUMAINE	87-89
NOUVEAUX MATERIAUX DOCUMENTAIRES	90-92
MANIFESTATIONS SCIENTIFIQUES ET TECHNIQUES	92

960-2,700 COMUNICAȚII FONICE

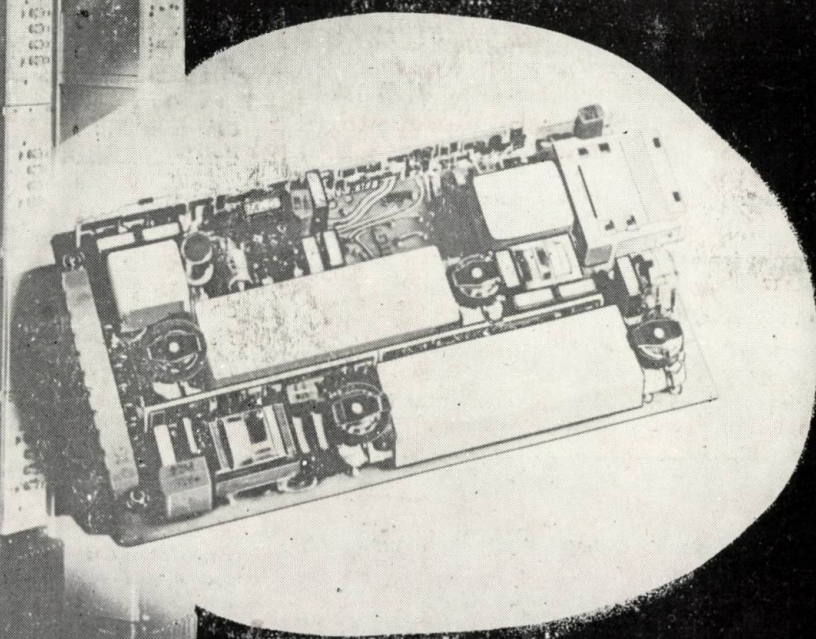
MTN2 Sector de Frecvențe Multiplex

AM ALOCAT MAI MULT SPAȚIU PENTRU A REALIZA

Reducere de volum—Cadrele înguste au un volum egal cu 1/5 din volumul ramelor obișnuite pe care le-am executat pînă acum. Cadrele instalate sînt formate din subcadre interschimbabile conform celor mai moderne criterii de asamblare. Blocurile interschimbabile sînt inserate pe panouri de circuite imprimate.

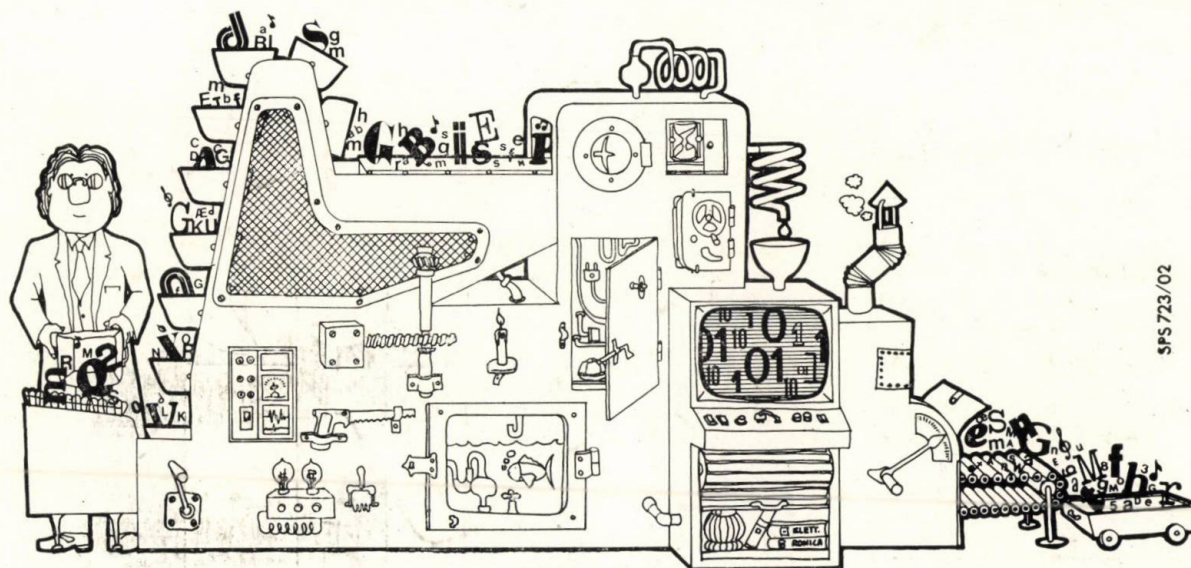
Tehnologie modernă—Largă utilizare de circuite integrate, circuite hibride cu strat gros, filtre mecanice.

Maximum de fiabilitate și de flexibilitate în funcționare; performanțele și calitatea corespunzînd în întregime prescripțiilor CCITT și ISPT, adesea chiar depășindu-le.



ITALTEL
SOCIETÀ ITALIANA TELECOMUNICAZIONI s.p.a.
20149 Milan, (Italy) - 12, Piazzale Zavattari - Phone: 43.88.1 - Telex: 34668

Se crede în general că anumite echipamente rezolvă toate problemele de transmisiune

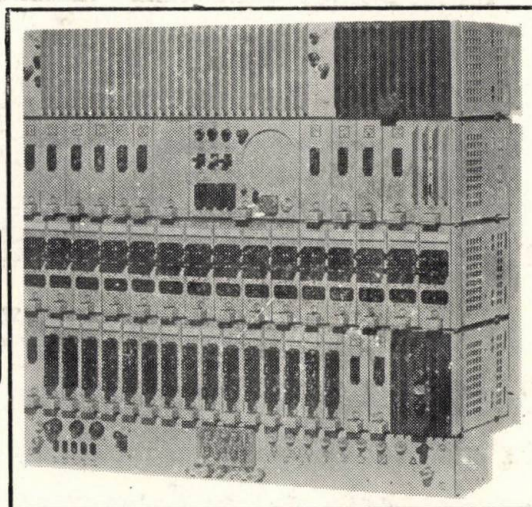


SPS 723/02

Td1

Sistem multiplex cu
impulsuri codificate
cu 30 de canale

Alte persoane, multe alte persoane
încredințază transmisiunile lor siste-
mului Td1 proiectat și construit de
către tehnicieni de avangardă care sînt
în măsură să satisfacă orice exigență.



Sisteme pentru transmisiuni
pe cablu de 30 de canale
fonice cu două criterii de
semnalizare pentru legături

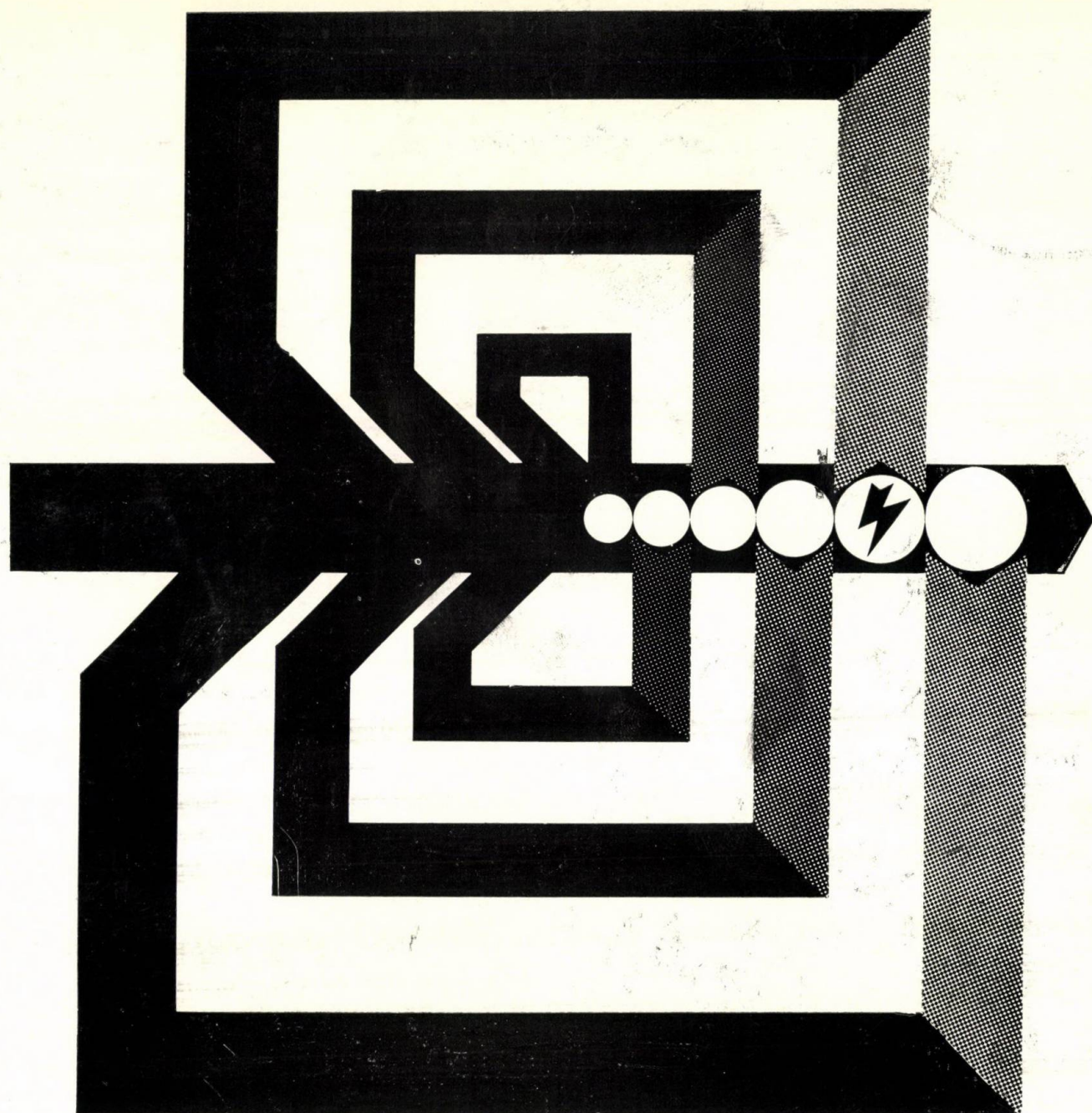
la distanțe mici și medii pe cupluri simetrice
chiar dacă nu de calitate optimă.

- înaltă calitate a transmisiunii
- înalt grad de siguranță
- bună flexibilitate în utilizare
- instalație simplă și întreținere minimă
- cost neoner



ITALTEL - SOCIETÀ'
ITALIANA TELECOMUNICAZIONI s.p.a.

20149 Milano (Italia) — 12 P.le Zavattari — tel. 4388.1



Experiență îndelungată în vânzarea produselor din domeniul electro- tehnicii și electronicii

Se oglindește în oferta multilaterală a întreprinderilor noastre de comerț exterior, prezentată la Tîrgul de Mostre din Primăvara anului 1974 din Leipzig. Combinatele și întreprinderile din industria electrotehnică și electronică din RDG, pe care le reprezentăm în comerțul internațional, vă vor prezenta, acolo, o interesantă expoziție cuprinzînd sisteme, instalații, aparate și subansambluri pentru raționalizarea și automatizarea producției dv. printre care multe noutăți și perfecționări.

Dacă vă interesează această tehnică de înaltă productivitate, precum și experiența noastră, vă rugăm să vizitați, între 10 și 17.3.1974, birourile noastre de informații și discuții din hala 18 aflată în incinta Tîrgului de Mostre.

Informații prin :
Ambasada RDG din RSR
Secția de politică comercială
Biroul tehnic-comercial
al AHB Elektrotechnik
Export-Import
Calea Dorobanților 14
București
R. S. România

Elektrotechnik

EXPORT-IMPORT

VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB DER
DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
DDR 102 BERLIN-ALEXANDERPLATZ
HAUS DER ELEKTROINDUSTRIE



IIRUC

THE ENTERPRISE OF MAINTAINING AND
REPAIRING COMPUTING EQUIPMENT
PROF. DIMITRIE POMPEI BD., 6
SECTOR 2 - BUCHAREST
TLPH. 12.64.30
TX SERVICE IIRUC - 01183716



OFFERS SERVICE FOR COMPUTING AND COPYING EQUIPMENTS

- installations, revisions, receptions, repairs at the customer's premises
- repairs in the workshops at IIRUC's premises
- customers operators training
- programming and economic organising works, based on data processing
- undertaking the obligations of the computing suppliers, during the guarantee period
- expertizes, technical assistance and demonstrations of the equipment, on the occasion of exhibitions and international fairs
- administration and handling of spare parts and consumables stocks on consignment
- SERVICE agencies, cooperation

FIELD OF ACTIVITY

- Desk machines with programm and without programm
 - Accounting and billing machines
 - Data processing equipment
 - Systems
 - Copying equipment
- The promptitude and the quality of SERVICE carried out by IIRUC is ensured through the network of over 50 branches organised in Romania, coordinated by the Central of IIRUC from Bucharest.

CLUJ

TIMIȘOARA

BRASOV

BUCURESTI

CLUJ

1974 JUN 14

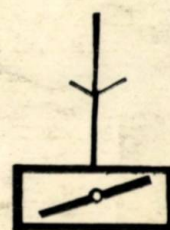
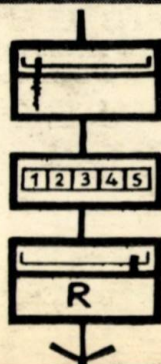
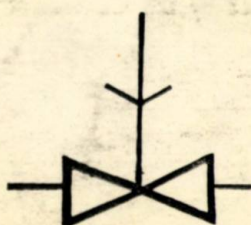
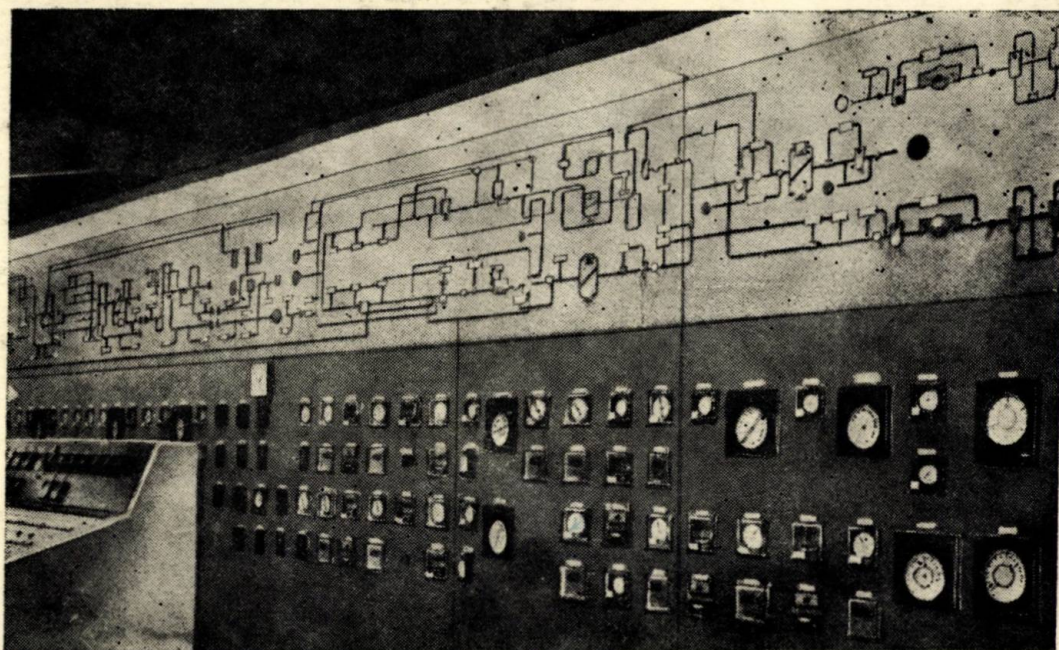
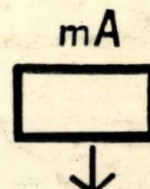
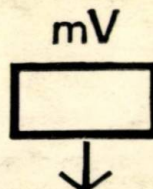
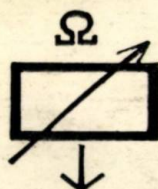
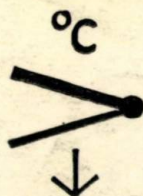
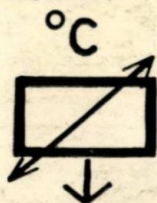
ÎNTRERINDERE MONTAJ INSTALAȚII AUTOMATIZARE

execută lucrări de montaj
și punere
în funcțiune la:

IMIA

Automatizări complexe
Acționări electrice
Comutație secundară în stații și centrale
electrice

Instalații electrice de forță
Instalații de telecomandă și tele-
semnalizări
Instalații A.M.C.

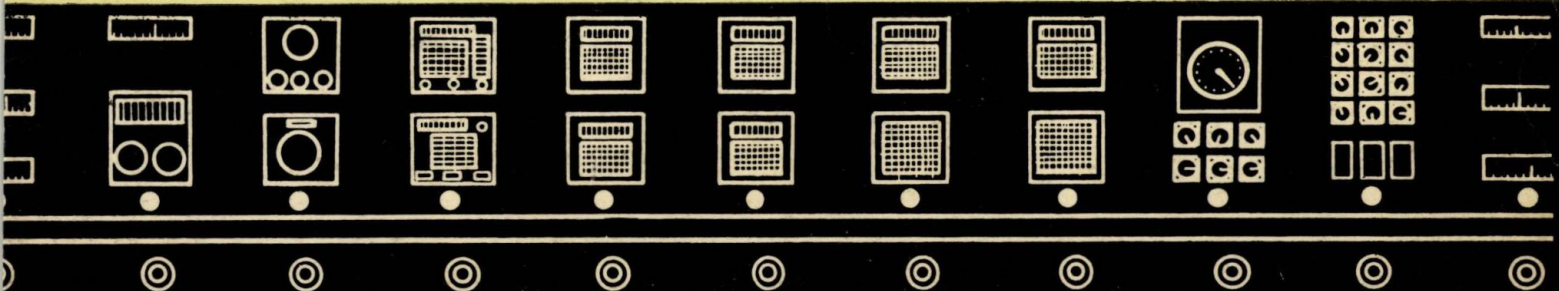


E 2551

AUTOMATICA SI ELECTRONICA

3

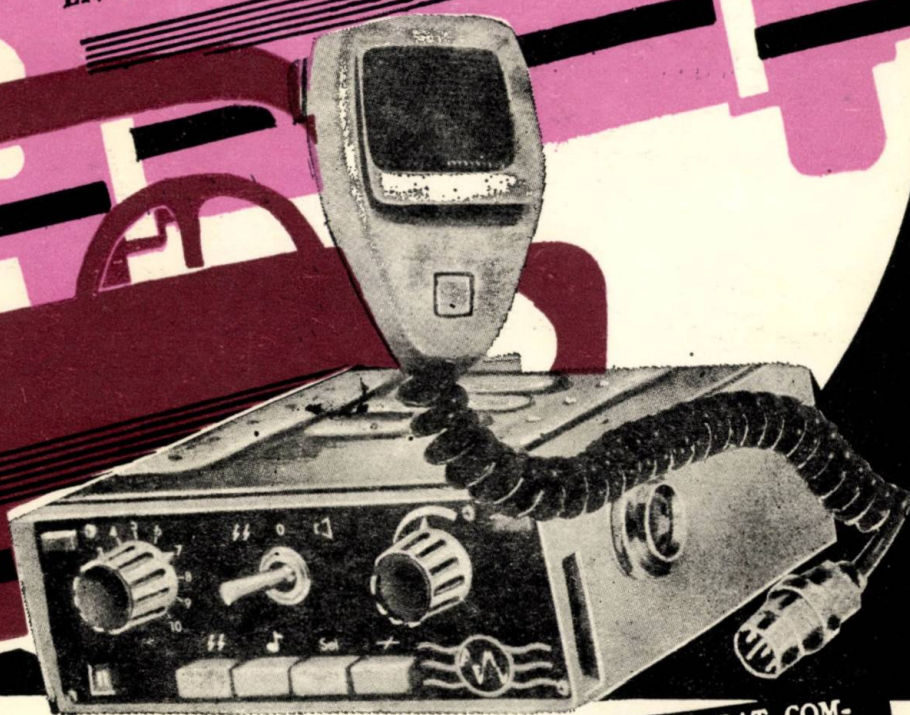
AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA ● BUCUREȘTI ● VOLUMUL 18 ● Nr. 3 ● MAI — IUNIE 1974



ÎNTRERINDEREA DE APARATE ELECTRONICE DE MĂSURĂ ȘI INDUSTRIALE

București, Șoseaua Fabrica de Glucoză nr. 9-11 sector 2 telefon 333195

LIVREAZĂ PE BAZĂ DE COMANDĂ FERMĂ



RADIOTELEFONUL MOBIL ESTE UN APARAT COM-
PLET TRANZISTORIZAT.
EL ESTE ECHIPAT CU 8 CANALE RADIO LUCRÎND
ÎN 4 GAME DE FRECVENȚĂ CUPRINSE ÎNTRE 30-174
MHZ. APARATUL ESTE PREVĂZUT CU SQUELCH ELEC-
TRONIC REGLABIL.
RADIOTELEFONUL MOBIL LUCREAZĂ ÎN SIMPLEX
SAU SEMIDUPLEX.

- APARATUL ASIGURĂ O LEGĂTURĂ IREPROȘABILĂ
- TRANZISTORIZAT
- CONSUM SCĂZUT AL BATERIEI
- REZISTENT LA ȘOCURI ȘI VIBRAȚII
- REZISTENT LA VARIATII MARI DE TEMPERATURA
- PROTEJAT LA APĂ ȘI PRAF
- SIGURANȚĂ MARE ÎN EXPLOATARE

RADIO MOBIL TELEFON

TIP
RTM-MF-S

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICĂ

18 (1974),

nr. 3 mai - iunie,

p. 93 - 142

C U P R I N S

Editorial

CZ 621.137.7 :621.373.42

Ganea Șt. :

Parametrii echivalenți ai rezonatoarelor cu cuarț, metodele și aparatura de măsură.

Automatica și Electronica 18, nr. 3, mai-iunie 1974, p. 93-104

Caracteristicile tehnice ale unei întregi grupe de aparate, cum sînt oscilatoarele, filtrele cu cuarț, discriminatoarele cu cuarț etc., sînt condiționate de parametrii rezonatoarelor cu cuarț utilizate în construcția lor. Aceasta impune studiul parametrilor respectivi, al metodelor și aparaturii de măsură.

CZ 621-528 :621.375.4

Constantin P. :

Comanda servomotoarelor asincrone bifazate cu amplificatoare de putere tranzistorizate.

Automatica și Electronica 18, nr. 3, mai-iunie 1974, p. 104-112

Se face o trecere în revistă a schemelor de amplificatoare de putere și se aduc unele completări privind teoria și practica acestor amplificatoare cu alimentare în curent alternativ.

CZ 618.33 :621.391.001.57

Brăileanu Gr. :

Modelarea pe calculator analogic a sistemelor optime nelineare de ordinul II, cu limitări ale variabilelor de stare.

Automatica și Electronica 18, nr. 3, mai-iunie 1974, p. 112-120

Conducerea optimală a procesului neliniar, modelat pe calculator, este efectuată cu ajutorul unei scheme de comutație, fără elemente neliniare suplimentare.

CZ 681.3.04 :681.3.06

Stefănescu I. :

Transformări de complementare pentru mașini secvențiale codificate ponderat

Automatica și Electronica 18, nr. 3, mai-iunie 1974, p. 120-125

Utilizarea codurilor ponderate pentru reprezentarea stărilor mașinilor secvențiale; permutarea și complementarea codurilor de stare pentru obținerea de noi programe funcționale.

CZ 681.3.042 :681.335.5

Beloiu P. :

Pseudomultiplicatoare paralele.

Automatica și Electronica 18, nr. 3, mai-iunie 1974, p. 125-131

Lucrarea tratează despre înmulțirea binară simultană folosind pseudomultiplicatoare paralele combinate cu multiplicatoare paralele.

CZ 681.3.07

Cernicica P. :

Probleme ale adresării la memorii externe cu bandă magnetică în casetă.

Automatica și Electronica 18, nr. 3, mai-iunie 1974, p. 131-134

Avantajele utilizării memoriei externe cu casetă (simplitate de manevrare, robustețe și preț scăzut) față de banda magnetică normală fac ca aceste periferice specifice să fie din ce în ce mai des utilizate în sistemele de minicalculatoare.

CZ 621.3.049.73

Caragheorghe N. și Domocoș T. :

Tehnologia cablării prin înfășurare.

Automatica și Electronica 18, nr. 3, mai-iunie 1974, p. 135-139

Date constructive, tehnologice și de control în legătură cu o tehnologie modernă de interconexiuni.

Realizări ale industriei românești 139

Noi materiale documentare 141

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil; conf. dr. ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct; ing. M. SÎRBU — director I.P.A.; ing. I. BĂTRÎNA; prof. dr. ing. S. CĂLIN; dr. ing. E. DEATCU; dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; ing. D. DAMSKER; ing. I. FELEA; ing. A. MILEA; ing. N. MIREA; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. R. STERE; ing. GH. ȘTEFĂNESCU; dr. ing. I. TEODORESCU; ing. V. ZERCICOV.

Cu acest număr revista „Automatica și Electronica” își încetează apariția.

Cu începere din luna iulie 1974, va apare o revistă nouă, cu titlul „Electrotehnica, Automatica și Electronica”, organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini-Unelte și Electrotehnicii și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, sub îndrumarea științifică a Institutului Central de Cercetări pentru Electronică, Electrotehnică, Automatică, Mașini-Unelte și Mecanică Fină.

Revista va fi editată de Oficiul de Informare Documentară (O.I.D.) al M.I.C.M.U.E. cu sediul în București, Calea Victoriei nr. 133 și Institutul de Cercetări pentru Industria Electrotehnică, București, Bd. Tudor Vladimirescu nr. 45 — 47.

Articolele trimise pentru publicare și abonamentele se vor primi la O.I.D. — M.I.C.M.U.E., București, Cal. Victoriei nr. 133, telefon 50.40.90, interior 190 și 379.

Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația”, București, str. Brezoianu, nr. 23 — 25. C 1215 Taxele poștale plătite în numerar pe anul 1974 conform aprobării D.G.P.Tc. cu nr. 137/5988.



СОДЕРЖАНИЕ

Передовая

ДК 621.3.17.7: 621.373.42

Ганя Шт.:

Эквивалентные параметры кварцевых резонаторов, методы и измерительная аппаратура.

Automatica și Electronica 18, № 2, май—июнь 1974, стр. 93—104

Техническая характеристика целой группы аппаратов, как осциллографы, кварцевые фильтры, кварцевые дискриминаторы и пр., зависит от параметров кварцевых резонаторов, применяемых в их конструкции. Из этого вытекает необходимость исследования данных параметров, методов и измерительной аппаратуры.

ДК 621—528: 621.375.4

Константин П.:

Управление асинхронными двухфазными серводвигателями с транзисторными усилителями мощности.

Automatica și Electronica 18, № 3, май—июнь 1974, стр. 104—112

Проводится обзор схем усиления мощности и даются некоторые дополнения в связи с теорией и практикой этих усилителей, питаемых переменным током.

ДК 681.33: 621.391.001.57

Брэилану Гр.:

Моделирование на аналоговых вычислительных машинах оптимальных нелинейных систем второго порядка, с ограничениями переменных состояния.

Automatica și Electronica 18, № 3, май—июнь 1974, стр. 112—120

Оптимальное управление нелинейным процессом, моделированным на вычислительной машине, осуществляется при помощи коммутационной схемы без дополнительных нелинейных элементов.

ДК 681.3.04: 681.3.06

Штефэнеску, П.:

Дополнительные изменения для секвенциальных машин весового кодирования.

Automatica și Electronica 18, № 3, май—июнь 1974, стр. 120—125

Применение весовых кодов для представления состояния машин; перемещение и дополнение кодов состояния для получения новых функциональных программ.

ДК 681.3.042: 681.335.5

Белю, П.:

Параллельные псевдоумножители.

Automatica și Electronica 18, № 3, май—июнь 1974, стр. 125—131

В работе рассматривается вопрос бинарного одновременичного умножения, применяя параллельные псевдоумножители в комбинации с параллельными умножителями.

ДК 681.33: 621.391.001.57

Черничка П.:

К вопросу обращения в внешней памяти с магнитной лентой в кассете.

Automatica și Electronica 18, № 3, май—июнь 1974, стр. 131—134

Преимущества применения внешней памяти с кассетой (простота маневрирования, прочность и низкая стоимость) по сравнению с нормальной магнитной лентой, приводят к тому, что эти специфические периферийные аппараты применяются всё в большем масштабе в системах минивычислительных машин.

ДК 681.3.04: 581.3.06

Карагеорге Н. и Домокши Т.:

Технология свивки путем обмотки,

Automatica și Electronica 18, № 3, май—июнь 1974, стр. 135—139

Конструктивные технологические и контрольные данные в связи с современной технологией соединений.

ДОСТИЖЕНИЯ РУМЫНСКОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ 139

НОВЫЕ ДОКУМЕНТАЛЬНЫЕ МАТЕРИАЛЫ 141

INHALTSVERZEICHNIS

Leitartikel

DK 621.317.7 :621.373.42

Ganea Șt. :

Aquivalentparameter der Quarzresonatoren, Messverfahren und Messapparatur.

Automatica și Electronica 18, Nr. 3, Mai–Juni 1974 S. 93–104

Die technischen Eigenschaften einer ganzen Gerätegruppe wie Oszillatoren, Quarzfilter, Quarzdiskriminatoren u.s.w. sind durch die Parameter der in ihren Bau verwendeten Quarzresonatoren bedingt. Dies erfordert die Untersuchung der betreffenden Parameter, der Messmethoden und der Messapparatur.

DK 621–528 :621.375 4

Constantin P. :

Steuerung der zweiphasigen asynchronen Servomotoren mit transistorischen Leistungsverstärker.

Automatica și Electronica 18, Nr.3, Mai-Juni 1974, S. 104–112

Die Schemas der Leistungsverstärker werden überblickt und einige Ergänzungen über die Theorie und Praxis dieser Verstärker mit Wechselstromspeisung werden dargelegt.

DK 681.33 :621.391.001.57

Brăileanu Gr. :

Modellierung auf Analogrechner der unlinearen Optimalsystemen II-ter Ordnung, mit Begrenzungen der Zustandsgrößen

Automatica și Electronica 18, Nr. 3, Mai–Juni 1974, S. 112–120

Die Optimalführung des am Rechner modellierten unlinearen Prozesses wird mit Hilfe eines Umschaltschemas ohne zusätzliche unlineare Glieder durchgeführt.

DK 681.3.04 :681.3.06

Stefănescu I. :

Komplementäränderung für sequenzielle, ponderiert kodifizierte Maschinen.

Automatica și Electronica 18, Nr. 3, Mai-Juni 1974, S. 120–125

Die Verwendung der ponderierten Codes für die Darstellung der Zustände der sequenziellen Maschinen; Permutation und Komplementierung der Zustandscodes für Erzielung von neue Funktionsprogramme.

DK 681.3.042 :681.335.5

Beloiu P. :

Pseudoparallelmultiplikatoren.

Automatica și Electronica 18, Nr. 3, Mai-Juni 1974, S. 125–131

Die Arbeit behandelt über die simultane Binärmultiplikation durch Verwendung der mit Parallelmultiplikatoren kombinierten Pseudoparallelmultiplikatoren.

DK 681.3.07

Cernicica P. :

Fragen des Adressierens an Aussenspeicher mit Kassettens magnetband.

Automatica și Electronica 18, Nr. 3, Mai-Juni 1974, S. 131–134

Die Vorteile der Verwendung der Kassettenspeicher (Einfachheit der Handhabung, Robustheit und niedriger Preis) im Vergleich zum normalen Magnetband veranlassen dass diese spezifische Peripherie immer mehr in den Mikrorechner Verwendung finden.

DK 621.049.73

Caragheorghe N. und Domocoș T. :

Die Technologie der Verkabelung durch Wicklung.

Automatica și Electronica 18, Nr. 3, Mai-Juni 1974, S. 135–139

Konstruktive, technologische und Kontrollangaben über eine moderne Verkettungstechnologie.

VERWIRKLICHUNGEN DER RUMANISCHEN INDUSTRIE

NEUE DOKUMENTARMATERIALIEN

139

141

AUTOMATICA și ELECTRONICA

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ
ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI—UNELTE ȘI ELECTROTEHNICII
ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

ÎNDRUMAREA ȘTIINȚIFICĂ: INSTITUTUL DE CERCETĂRI ȘI PROIECTĂRI AUTOMATIZĂRI

EDITOR: OFICIUL DE INFORMARE DOCUMENTARĂ AL M.I.C.M.U.E.

Vol. XVIII (pag. 93—142)

nr. 3 mai — iunie

București, 1974

ȘTEFĂNIȚĂ GANEA*

Parametrii echivalenți ai rezonatoarelor cu cuarț, metodele și aparatura de măsură

După cum este cunoscut, astăzi există o familie numeroasă de produse care se realizează cu rezonatoare cu cuarț. Printre acestea se numără :

- oscilatoare netermostatate (în capsule metalice, miniatură, integrate etc.) ;
- oscilatoare termostatate ;
- oscilatoare controlate cu temperatura TCXO ;
- oscilatoare controlate cu tensiunea VCXO ;
- filtre cu cuarț (cu elemente discrete, monolitice, etc.) ;
- discriminatoare cu cuarț etc.

Caracteristicile tehnice ale produselor enumerate mai sus, precum și modificarea acestora sub acțiunea diferiților factori (temperatură în primul rând, iar apoi vibrații, șocuri, radiații, îmbătrânire), sînt esențial condiționate de parametrii rezonatoarelor cu cuarț utilizate la obținerea lor.

Obținerea unor performanțe superioare ale acestor produse, precum și numărul foarte mare de rezonatoare necesare la realizarea lor, implică o creștere permanentă a cantității și calității producției de rezonatoare cu cuarț, care este imposibil de îndeplinit fără aparatură de măsură specializată, utilizată pentru controlul parametrilor producției în timpul elaborării ei. Pentru această aparatură s-a impus pe de o parte creșterea preciziei de măsură, iar pe de altă parte automatizarea ei în scopul sortării rapide a rezonatoarelor.

Articolul prezintă în mod sintetic, alături de clarificarea unor probleme referitoare la definiția diferitelor frecvențe caracteristice ale rezonatoarelor cu cuarț, și o trecere în revistă a metodelor și aparaturii de măsură pentru măsurarea parametrilor acestora.

* Ing. Șt. Ganea este cercetător științific la Institutul de cercetări și proiectări electronice București.

1. Parametrii electrici echivalenți ai rezonatoarelor cu cuarț

1.1. Circuitul electric echivalent

Se știe că, indiferent de forma vibratorului (disc, lentilă, paralelipipedică, pătrată, bară etc.), de tipul tăieturii (AT, BT, CT, DT, X + 5 etc.) sau de tipul încapsulării (în capsule de sticlă sau metalică), un rezonator cu cuarț poate fi reprezentat în apropierea rezonanței sale, din punct de vedere al impedanței pe care o prezintă, printr-un circuit echivalent serie sau paralel (fig. 1).

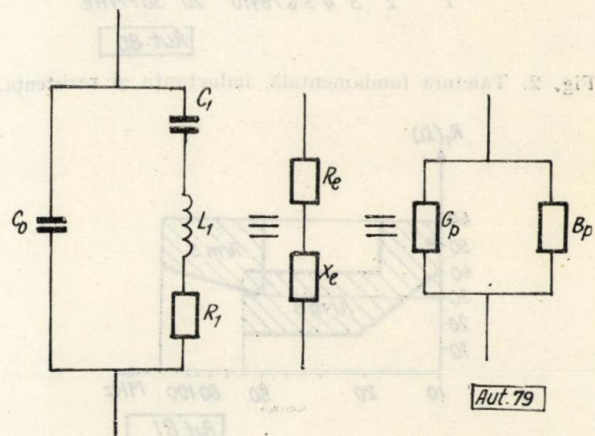


Fig. 1. Circuitul echivalent al rezonatorului cu cuarț.

L_1 , C_1 , R_1 reprezintă inductanța, capacitatea și rezistența „de mișcare” a rezonatorului (sau parametrii dinamici), iar C_0 , capacitatea statică (dintre electrozi) în schema echivalentă a rezonatorului.

Cu X_e și R_e s-a notat reactanța echivalentă serie și rezistența echivalentă serie în schema echivalentă serie, iar cu B_p și G_p s-a notat susceptanța echivalentă paralel și conductanța

echivalentă paralel în schema echivalentă paralel a rezonatorului cu cuarț.

Dacă un rezonator admite pe frecvența fundamentală schema electrică echivalentă din figura 1, același rezonator la rezonanța pe armonica n a frecvenței sale fundamentale va fi reprezentat printr-o schemă similară în care componentele „dinamice” vor avea aproximativ valorile [6,7]:

$$L_n = L_1, \quad C_n = \frac{1}{n^2} C_1, \quad R_n = R_{1a} + n^2 R_{1b},$$

$$C_{0n} = C_0; \quad R_1 = R_{1a} + R_{1b}.$$

Toți acești parametri caracterizează ansamblul — rezonatorul împreună cu capsula în care se află —; ei depind de frecvența și armonica pe care acesta lucrează, de tipul tăieturii utilizate, de condițiile tehnologiei de fabricație (încapsulare în vid sau azot, polisare finală etc.).

În mod informativ pentru tăietura AT, figurile 2, 3 prezintă domeniul valorilor în care se

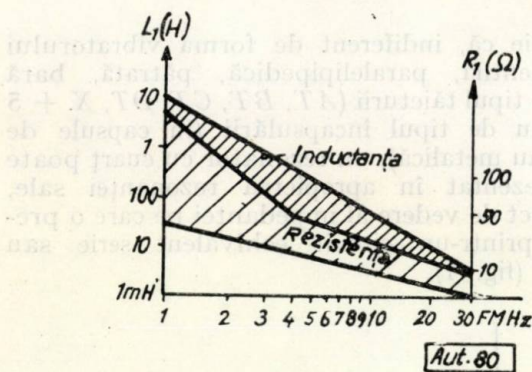


Fig. 2. Tăietura fundamentală, inductanța și rezistența.

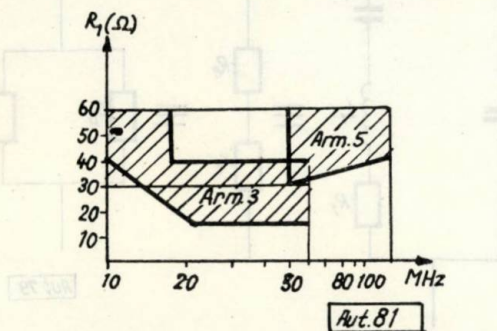


Fig. 3. Rezistența R_1 pentru armonica a 3-a și a 5-a a tăieturii AT.

pot afla inductanța „dinamică” L_1 și rezistența dinamică R_1 , pentru modul de lucru pe fundamentală, respectiv domeniul valorilor rezistenței R_1 pe armonica a 3-a și a 5-a.

În tabela 1 se indică orientativ valorile raportului $\frac{C_0}{C_1}$, pentru diferite tăieturi, iar în tabela 2, valorile parametrilor „de mișcare” L_1 , R_1 ,

Tabela 1

Valorile orientative ale raportului $\frac{C_0}{C_1}$ pentru diferite tipuri de tăieturi

Tipul tăieturii	AT1	AT 3	AT5	CT	DT	X	NT
C_0/C_1	270	2250	6250	350	400	130	600

Tabela 2

Plaja de valori care se pot obține pentru parametrii dinamici L_1 , R_1 conform GOST 6503-67

Gama de frecvențe a rezonatorului (kHz)	Inductivitatea dinamică L_1 (în H)	Rezistența dinamică R_1 (în kohmi)	Observații
750 — 1000	1 — 45	1,3	Frecvența fundamentală
1000 — 1500	1 — 45	0,6	
1500 — 2000	0,3 — 6,0	0,4	
2000 — 3000	0,09 — 2,5	0,3	
3000 — 5000	0,02 — 1,0	0,1	
5000 — 10000	0,03 — 0,35	0,08	
10000 — 15000	0,02 — 0,04	0,05	
15000 — 20000	0,002 — 0,04	0,05	Armonica
15000 — 20000	0,001 — 0,01	0,2	
20000 — 100000	0,001 — 0,35	0,2	

pentru rezonatoarele sovietice cu tăietură AT [4] în capsulă metalică.

1.2. Dependența de frecvență a parametrilor echivalenți

Circuitul echivalent din figura 1 permite să se stabilească expresiile algebrice pentru parametrii echivalenți.

Într-adevăr, în mod succesiv, rezultă ușor în regim armonic:

$$Z_e = R_e + jX_e = \frac{1}{j\omega C_0} \left(R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \right) = \frac{R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1}}{R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_1}} \quad (1)$$

$$= \frac{R_1 + j\omega L_1 \left(1 - \frac{1}{\omega^2 L_1 C_1} \right)}{j\omega C_0 R_1 + 1 - \omega^2 L_1 C_0 + \frac{C_0}{C_1}}$$

Introducând, în conformitate cu [1], notațiile următoare:

$$\frac{C_0}{C_1} = r - \text{raportul capacităților}; \quad (2)$$

$$f_s = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}} = \frac{\omega_s}{2\pi} - \text{frecvența de rezonanță serie (de mișcare)}; \quad (3)$$

$$Q = \frac{\omega_s L_1}{R_1} = \frac{1}{\omega_s C_1 R_1} - \text{factorul de calitate}; \quad (4)$$

$\delta = \omega C_0 R_1$ — factorul de pierderi normalizat ; (5)

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 \frac{C_1 C_0}{C_0 + C_1}}} = f_s \sqrt{1 + \frac{1}{r}} = \frac{\omega_p}{2\pi} -$$

— frecvența de rezonanță paralel ; (6)

$$\Omega = \frac{\omega^2 - \omega_s^2}{\omega_p^2 - \omega_s^2} = \frac{f^2 - f_s^2}{f_p^2 - f_s^2} - \text{factorul de frecvență normalizat ; (7)}$$

$$G_1 = \frac{1}{R_1} ; \quad (8)$$

$$M = \frac{Q}{r} - \text{factorul de merit al vibratorului, (9)}$$

expresia (1) se poate transforma astfel :

$$\frac{Z_e}{R_1} = \frac{1 + j \frac{\omega L_1}{R_1} \left(1 - \frac{\omega_s^2}{\omega^2}\right)}{1 + r \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_s^2}\right) + j \delta} =$$

$$= \frac{1 + j Q \left(\frac{\omega}{\omega_s} - \frac{\omega_s}{\omega}\right)}{1 + r \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_s^2}\right) + j \delta} \quad (10)$$

sau, deoarece :

$$\frac{\omega_s}{\omega} \times \frac{Q}{r} = \frac{1}{\delta}, \quad (11)$$

rezultă :

$$\frac{Z_e}{R_1} = \frac{1 + j \frac{\Omega}{\delta}}{1 - \Omega + j \delta}, \quad (12)$$

$$\frac{R_e}{R_1} = \frac{1}{(1 - \Omega)^2 + \delta^2}, \quad (13)$$

$$\frac{X_e}{R_1} = \frac{1}{\delta} \frac{\Omega(1 - \Omega) - \delta^2}{(1 - \Omega)^2 + \delta^2}, \quad (14)$$

$$Z_e^2 = X_e^2 + R_e^2. \quad (15)$$

Din expresiile indicate mai sus rezultă ușor forma algebrică a elementelor schemei paralel :

$$Y_p = G_p + jB_p = \frac{1}{Z_E} = \frac{1}{R_1} \times \frac{1 - \Omega + j \delta}{1 + j \frac{\Omega}{\delta}}, \quad (16)$$

$$\frac{G_p}{G_1} = \frac{\delta^2}{\delta^2 + \Omega^2}, \quad (17)$$

$$\frac{B_p}{G_1} = \frac{\delta - \frac{1}{\delta} \Omega(1 - \Omega)}{1 + \frac{\Omega^2}{\delta^2}}. \quad (18)$$

Figura 4 prezintă dependența de frecvență a parametrilor echivalenți serie calculați mai sus X_e , R_e , $|Z_e|$, precum și a reactanței ramurii serie :

$$X_1 = \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}. \quad (19)$$

Cu Z_m și Z_n s-au notat maximul și minimul impedanței modulului (corespunzător frecvențelor

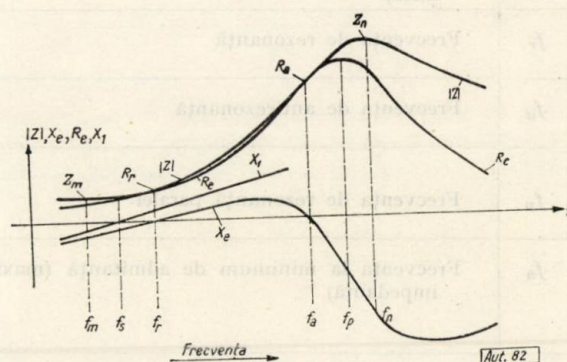


Fig. 4. Dependenta parametrilor echivalenți de frecvență.

f_m și f_n), iar cu R_r și R_a , valorile impedanței la defazaj nul (corespunzător frecvențelor f_r și f_a).

Denumirile tuturor frecvențelor indicate în figura 4, condițiile matematice pentru stabilirea lor, precum și condițiile care le stabilesc sînt date în tabela 3, în conformitate cu [1].

Tabela 4 prezintă prima și a doua aproximație în expresiile frecvențelor raportate la f_s , precum și abaterile acestor rapoarte de la valoarea exactă.

Aceste corecții se obțin luînd în considerare primul, respectiv al doilea, termen din dezvoltarea în serie Taylor în jurul originii a lui $\frac{f}{f_s}$.

În legătură cu notațiile și expresiile obținute se pot face observațiile de mai jos :

a) Frecvența de rezonanță serie sau „de mișcare” f_s este frecvența la care reactanța ramurii serie X_1 este nulă ; ea este mai mare decît frecvența la care impedanța rezonatorului e minimă (f_m) și mai mică decît frecvența de rezonanță f_r (cea mai mică frecvență la care cuarțul e pur rezistiv, sau defazajul nul).

Frecvențele f_r și f_m sînt dispuse cvasisimetric față de f_s .

Diferențele față de f_s ale lui f_r și f_m sînt invers proporționale cu Q^2 . Abaterile relative ale lui f_r și f_m sînt de ordinul fracțiunilor de ppm. De exemplu dacă :

$$r = \frac{C_0}{C_1} = 100 ;$$

$$Q = 50\,000 \left(M = \frac{Q}{r} = 500 \right).$$

Soluțiile pentru frecvențele caracteristice

Tabela 3

Frecvența caracteristică	Definiția	Condiția	Relația de definiție	Rădăcina
f_m	Frecvența la maximum de admitanță (minimum de impedanță)	$\frac{d Z }{d\omega} = 0$	$(\Omega^2 + \delta^2)^2 - 2\delta^2(\Omega + r) - 2\Omega r(1 - \Omega) - \Omega^2 = 0$	Cea mai joasă *
f_s	Frecvența de rezonanță serie (de mișcare sau dinamică)	$X_1 = 0$	$\Omega = 0$	
f_r	Frecvența de rezonanță	$X_e = B_p = 0$	$\Omega(1 - \Omega) - \delta^2 = 0$	Cea mai joasă
f_a	Frecvența de antirezonanță	$X_e = B_p = 0$	$\Omega(1 - \Omega) - \delta^2 = 0$	Cea mai înaltă
f_p	Frecvența de rezonanță paralel	$X_e \Big _{R_1=0} = \infty$	$\Omega = 1$	
f_n	Frecvența la minimum de admitanță (maximum de impedanță)	$\frac{d Z }{d\omega} = 0$	$(\Omega^2 + \delta^2)^2 - 2\delta^2(\Omega + r) - 2\Omega r(1 - \Omega) - \Omega^2 = 0$	Cea mai înaltă *

* Ref. la rădăcini reale.

Relații aproximative între frecvențele caracteristice și frecvența de rezonanță serie f_s a rezonatorului

Tabela 4

Frecvența caracteristică	Prima aproxim.	A doua aproximație	Deviația celei de a doua aprox. de la val. exactă
	$\frac{f}{f_s}$ Deviația primei aprox. de la val. reală	$\frac{f}{f_s}$	
f_m	$\frac{f_m}{f_s} = 1 + \frac{1}{2M^2 r}$	$\frac{f_m}{f_s} = \sqrt{1 + \frac{1}{2r} \left[1 - \sqrt{1 + \frac{4}{M^2}} \right]}$	$\frac{1}{2M^4 r^2}$
f_r	$\frac{f_r}{f_s} = 1 + \frac{1}{2M^2 r}$	$\frac{f_r}{f_s} = \sqrt{1 + \frac{1}{2r} \left[1 - \sqrt{1 - \frac{4}{M^2}} \right]}$	$\frac{1}{2M^4 r^2}$
f_a	$\frac{f_a}{f_s} = 1 + \frac{1}{2r} - \frac{1}{2M^2 r} \left(\frac{1}{r} + 1 \right)$	$\frac{f_a}{f_s} = \sqrt{1 + \frac{1}{2r} \left[1 + \sqrt{1 - \frac{4}{M^2}} \right]}$	$-\frac{1}{2M^2 r} \cdot \frac{1}{r}$
f_n	$\frac{f_n}{f_s} = 1 + \frac{1}{2r} + \frac{1}{2M^2 r} \left(\frac{1}{r} + 1 \right)$	$\frac{f_n}{f_s} = \sqrt{1 + \frac{1}{2r} \left[1 + \sqrt{1 + \frac{4}{M^2}} \right]}$	$\frac{1}{2M^2 r} \cdot \frac{1}{r}$
f_p	$\frac{f_p}{f_s} = 1 + \frac{1}{2r} - \frac{1}{8r^2}$	$\frac{f_p}{f_s} = \sqrt{1 + \frac{1}{r}}$	0

Prima aproximație dă:

$$\left| \frac{f_m - f_s}{f_s} \right| = \left| \frac{f_r - f_s}{f_s} \right| = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{M^2 r} =$$

$$= \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{25 \cdot 10^4} \cdot \frac{1}{10^2} = 2 \cdot 10^{-8} = 2 \cdot 10^{-2} \text{ ppm}.$$

Aceasta înseamnă că, în acest caz, o metodă de măsură care permite măsurarea frecvenței la care impedanța rezonatorului e minimă (f_m)

dă, cu o aproximație de $4 \cdot 10^{-2} \text{ ppm}$, și frecvența de rezonanță f_r .

b) Între frecvența de rezonanță paralel f_p (la care rezistența serie este maximă), frecvența de antirezonanță f_a (la care defazajul introdus de rezonator e nul) și frecvența f_n (la care impedanța rezonatorului este maximă) există diferențe de același ordin de mărime cu cele calculate mai sus. Într-adevăr, conform primei aproximații rezultă din tabela 4:

$$\frac{\Delta f_a}{f_s} = \frac{f_a - f_s}{f_s} = -\frac{1}{2M^2 r} \left(\frac{1}{r} + 1 \right) + \frac{1}{2r}, \quad (20)$$

$$\frac{\Delta f_n}{f_s} = \frac{f_n - f_s}{f_s} = \frac{1}{2M^2r} \left(\frac{1}{r} + 1 \right) + \frac{1}{2r}, \quad (21)$$

$$\begin{aligned} \frac{\Delta f_a - \Delta f_n}{f_s} &= \frac{f_a - f_n}{f_s} = \frac{1}{M^2r} \left(\frac{1}{r} + 1 \right) = \\ &= \frac{1}{Q^2} (r + 1). \end{aligned} \quad (22)$$

Pentru aceleași valori $Q = 50\,000$ și $r = 100$ rezultă :

$$\begin{aligned} \frac{f_a - f_n}{f_s} &\approx \frac{1}{25 \cdot 10^8} (1 + 100) \approx 4 \cdot 10^{-8} = \\ &= 4 \cdot 10^{-2} \text{ ppm}. \end{aligned} \quad (23)$$

Deci erorile care se comit și în acest caz prin considerarea unei frecvențe în locul celeilalte sînt invers proporționale cu Q^2 și extrem de mici.

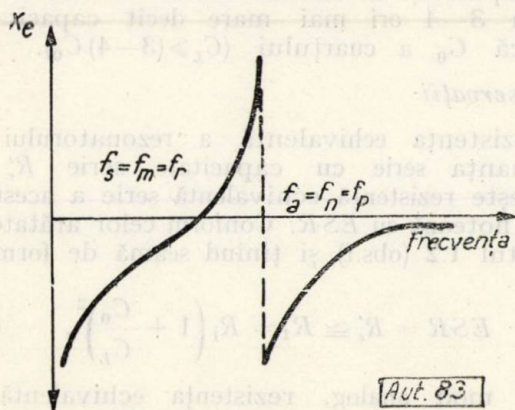


Fig. 5. Dependenta $X_e(f)$ pentru $R_1 = 0$.

c) Cînd rezistența dinamică R_1 tinde către 0 (deci Q tinde către infinit), dependența de frecvență a reactanței X_e are forma cunoscută din figura 5, în care :

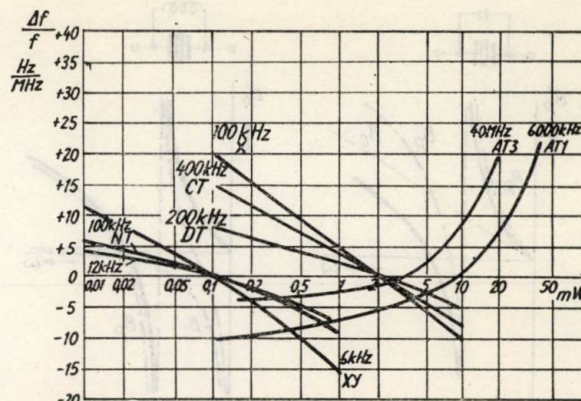
$$f_m = f_s = f_r \quad \text{și} \quad f_p = f_n = f_a.$$

d) Diferența relativă dintre frecvența de rezonanță paralel și serie pentru un același rezonator și pe aceeași armonică este conform primei aproximații din tabela 4 :

$$\frac{\Delta f_p}{f_s} = \frac{1}{2r} - \frac{1}{8r^2} \approx \frac{1}{2r}.$$

Cum în general $r \gg 100$ (vezi tabela 1), această diferență e mai mică de 0,5%.

e) Frecvențele de rezonanță ale cristalului datorită fenomenelor de neliniaritate din acesta sînt dependente de nivelul de excitație (puterea disipată). Figura 6 prezintă exemple ale acestei dependențe pentru diferite tăieturi.



Aut. 84

Fig. 6. Schimbarea frecvenței rezonatorului cu cuarț în funcție de nivelul de putere cu care este comandat.

f) Rezistența echivalentă la frecvențe de rezonanță f_r , notată cu R_r , este foarte apropiată de valoarea rezistenței dinamice R_1 .

Într-adevăr pentru $f_r \approx f_s$ (vezi punctul a) rezultă $\Omega = 0$ și din (13) :

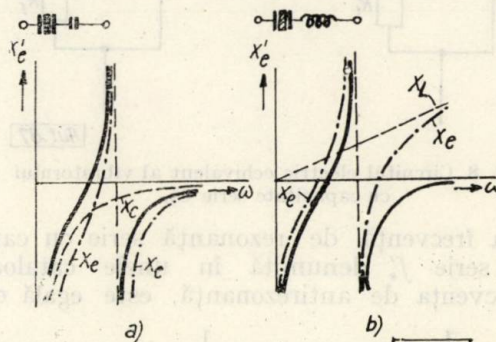
$$\frac{R_e}{R_1} \approx \frac{1}{1 + \delta_s^2}, \quad \delta_s = \omega_s C_0 R_1 = \frac{1}{M} = \frac{r}{Q},$$

pentru $r = 100$, $Q = 50\,000$ $\delta_s^2 = \frac{1}{5 \cdot 10^4}$ și deci $R_e \approx R_1$.

1.3. Influența unei reactanțe de sarcină

O inductanță sau o capacitate montată în serie cu rezonatorul conduc la o reactanță totală egală cu suma reactanțelor, iar montată în paralel, la susceptanță totală egală cu suma susceptanțelor. Aceste însumări se traduc prin mici modificări ale frecvențelor de rezonanță serie și paralel.

Dacă se consideră cuarțul pur reactiv ($R_1=0$) cu caracteristica $X_e(f)$ din figura 5, atunci prin adăugarea unei reactanțe în serie sau paralel se obțin [8] curbele $X'_e(f)$, respectiv $B'_p(f)$, ca în figura 7.



Aut. 85

Fig. 7a. Modificarea frecvenței de rezonanță serie a cristalului de cuarț.

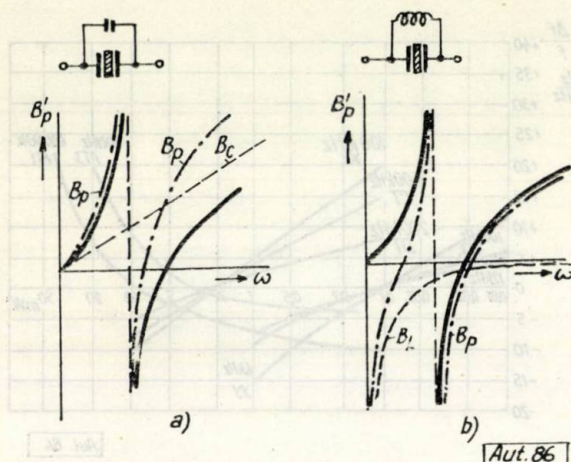


Fig. 7 b. Modificarea frecvenței de rezonanță derivație a cristalului de cuarț.

În foarte multe cazuri, impedanța de sarcină pe care lucrează rezonatorul este pur capacitivă — notată cu C_L — și așezată fie în serie fie în paralel cu acesta.

În cazul cînd C_L este în serie, atunci circuitul echivalent al ansamblului — rezonator și capacitate — are forma din figura 8, în care noii parametri sînt [1]:

$$L'_1 = L_1 \left(1 + \frac{C_0}{C_L} \right)^2, \quad (24)$$

$$C'_1 = C_1 = \frac{1}{\left(1 + \frac{C_0}{C_L} \right)^2 \left(1 + \frac{C_1}{C_0 + C_L} \right)}, \quad (25)$$

$$C'_0 = \frac{C_0 C_L}{C_0 + C_L}; \quad R'_1 = R_1 \left(1 + \frac{C_0}{C_L} \right)^2. \quad (26)$$

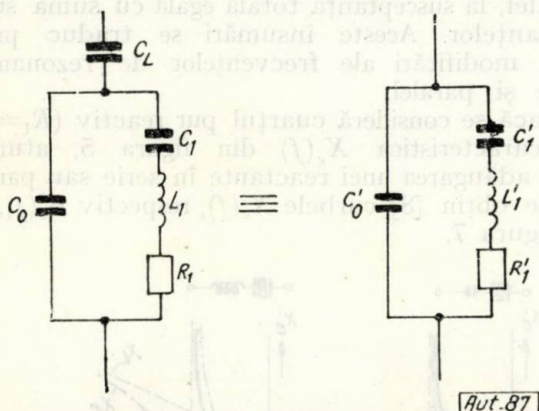


Fig. 8. Circuitul electric echivalent al vibratorului cu capacitate serie C_L .

Noua frecvență de rezonanță serie cu capacitate serie f'_s denumită în unele cataloage [9] frecvența de antirezonanță, este egală cu:

$$f'_s = \frac{1}{2\pi \sqrt{L'_1 C'_1}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1 \frac{C_0 + C_L}{C_1 + C_0 + C_L}}} > f_s \quad (27)$$

Se observă ușor că, formal, f'_s este egală cu frecvența de rezonanță paralel cu capacitate paralel C_L (pe care o notăm f''_p). Într-adevăr în toate formulele de calcul trebuie înlocuit C_0 cu $C_0 + C_L$, astfel încît conform lui (6) rezultă:

$$f''_p = f'_s = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1 \frac{C_0 + C_L}{C_0 + C_1 + C_L}}} < f_p. \quad (28)$$

Evident că prezența capacității de sarcină paralel C_L nu va modifica frecvența de rezonanță serie f_s .

Rezonatoarele cu capacitate serie la rezonanță serie (sau antirezonanță), precum și la rezonanță paralel cu capacitate paralel, se fabrică numai pe frecvențe mici (în general sub 20 MHz și foarte rar pînă la 40 MHz) și numai pentru modul fundamental de oscilație, evident cunoscută fiind valoarea lui C_L .

Pentru evitarea instabilităților, valoarea acestei capacități de sarcină trebuie aleasă de cel puțin 3–4 ori mai mare decît capacitatea statică C_0 a cuarțului ($C_L \geq (3-4)C_0$).

Observații

Rezistența echivalentă a rezonatorului la rezonanță serie cu capacitate serie R'_e se numește rezistență echivalentă serie a acestuia și se notează cu ESR . Conform celor arătate la punctul 1.2 (obs.f) și ținînd seama de formula (26):

$$ESR = R'_e \cong R'_1 = R_1 \left(1 + \frac{C_0}{C_L} \right)^2. \quad (29)$$

În mod analog, rezistența echivalentă a rezonatorului la rezonanță paralel cu capacitate paralel este denumită rezistență echivalentă paralel, notată cu EPR (în articol și cu R''_e), și are valoarea;

$$EPR = \frac{1}{\omega_s^2 (C_0 + C_L) R_1} = R''_e. \quad (30)$$

Într-adevăr la rezonanță paralel cu capacitate paralel, înlocuind pe C_0 cu $C_0 + C_L$ și luînd $\Omega = 1$, din (13) se obține:

$$\frac{R''_e}{R_1} = \frac{1}{\delta_p^2}, \quad \delta_p = \omega_p (C_0 + C_L) R_1;$$

cu aproximația $\omega_p \approx \omega_s$ (eroarea este sub 0,5%) :

$$R''_e = EPR = \frac{1}{\omega_p^2 (C_0 + C_L)^2 R_1} \approx \frac{1}{\omega_s^2 (C_0 + C_L)^2 R_1}.$$

Evident că puterea disipată pe cuarț este în cazul rezonanței serie cu capacitate serie și curent prin rezonator I :

$$P = ESR \cdot I^2, \quad (31)$$

iar în cazul rezonanței paralel cu capacitate paralel și tensiune la bornele rezonatorului V :

$$P = \frac{V^2}{EPR} \quad (32)$$

2. Metodele și aparatura de măsură ale parametrilor rezonatoarelor cu cuarț

Pentru măsurarea parametrilor dinamici din punct de vedere al principiului de măsură utilizat există două grupe de metode [2]:

I. Metode bazate pe utilizarea proprietăților de frecvență și de fază ale rezonatoarelor cu cuarț, care pot fi la rândul lor metode active, pasive sau semipasive.

a) *Metode active* (regim de generator) sînt acelea în care rezonatoarele de studiat se includ în circuitul de reacție al unui oscilator de măsură.

În acest caz, în serie sau paralel cu rezonatorul se introduce capacitatea montajului greu de stabilit și de luat în considerare.

b) *Metode pasive* (regim de filtrare). În acest caz, rezonatorul se include într-un cuadripol de măsură, a cărui excitație se realizează de la un generator extern de înaltă stabilitate (cu sinteză).

c) *Metode semipasive* ce se bazează pe includerea rezonatorului într-o buclă complementară de reacție a autogeneratorului (la un cuplaj minim), cu ajutorul căruia se sincronizează autogeneratorul.

II. Metode bazate pe măsurarea timpului de atenuare a oscilațiilor libere ale rezonatoarelor.

După domeniul de utilizare, metodele de măsură se mai pot clasifica în:

- a) metode de laborator cu precizie ridicată;
- b) metode de producție care asigură o productivitate ridicată.

Vom prezenta pe rînd toate metodele enumerate, precum și diferitele tipuri de aparatură cu care acestea se realizează.

2.1. Metode active de măsură bazate pe proprietățile de frecvență ale rezonatoarelor cu cuarț

Printre cele mai cunoscute și utilizate aparate bazate pe astfel de metode sînt impedanțmetrele de tip TS (produse în S.U.A.). Toate aceste impedanțmetre sînt realizate sub formă de oscilatoare cu lămpi, de tipul celui prezentat în figura 9. În montajul desenat, cuarțul oscilează la frecvența sa de rezonanță serie.

Nivelul excitației rezonatorului se modifică prin schimbarea tensiunii de ecran și se înregistrează prin mărirea curentului de grilă. Acorul se face modificînd capacitățile C .

Capacitatea C_1 se găsește din parametrii schemei și variația frecvenței de oscilație, provocată de introducerea capacității serie C_L . Dacă frecvența de rezonanță este în prezența

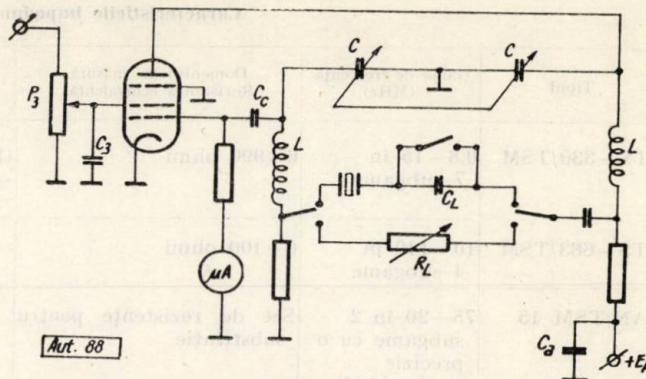


Fig. 9. Schemă tipică a unui impedanțmetru din seria TS.

capacității C_L , f_s , în lipsa acestuia f_s , mărirea capacității dinamice C_1 va fi determinată prin calcul de formula:

$$C_1 = 2 (C_L + C_{op}) \frac{f_s' - f_s}{f_s} \quad (33)$$

unde:

$$C_{op} = C_0 + C_p;$$

C_p — capacitatea parazită a schemei.

Într-adevăr, conform formulei (25), se poate scrie:

$$\frac{f_s'^2}{f_s^2} = 1 + \frac{C_1}{C_0 + C_L}$$

sau:

$$\frac{f_s' - f_s}{f_s^2} \approx \frac{2(f_s' - f_s)}{f_s} = \frac{C_1}{C_0 + C_L},$$

de unde rezultă relația (33).

Rezistența echivalentă a rezonatorului R_e (sau ESR) se obține la aceeași frecvență la care s-a obținut rezonanța, înlocuind cuarțul cu o rezistență variabilă care se ajustează pînă cînd se obține același regim ca și în cazul anterior.

Tabela 5 prezintă în mod sintetic caracteristicile tehnice ale diferitelor tipuri de impedanțmetre din aceeași familie [3]. Alături de simplitatea și ușurința măsurării cu aceste aparate, ele prezintă cîteva dezavantaje:

- imposibilitatea realizării măsurărilor cu nivel mic de excitație;
- imprecizia reproducerii de către operator a primei valori a frecvenței, precum și a stabilirii mărimii rezistenței de substituție;
- lipsa termostatelor etc.

Din aceeași familie a aparatelor concepute pe baza unor metode de tipul activ fac parte și aparatele sovietice de tipul IPRD-1, IPRD-2, IPRD-3, IPRD-4, elaborate pentru gama 10–60 MHz, precum și aparatul IPR-5, utilizat în gama 4–100 MHz.

Figurile 10 și 11 prezintă schemele bloc ale aparatelor de tipul IPRD-4, respectiv IPR-5, iar tabela 6 performanțele comparative ale diferitelor tipuri de aparate sovietice [2].

Tabela 5

Tipul	Gama de frecvență (MHz)	Domeniul de măsură Rezistența echivalentă	Capacitatea serie (pF)	Accesorii
TS-330/TSM	0,8-15 în 7 subgame	0-990 ohmi	(13; 25; 32; 35; 50; 100) $\pm 0,1\%$	HB 16490 pentru controlul auto- mat al nivelului de putere între 1-10 μ W
TS-683/TSM	10-140 în 4 subgame	0-100 ohmi	—	Adaptor tip HB-20950 pentru antirezonanța cu 32 pF
AN/TSM 15	75-20 în 2 subgame cu o precizie $\pm 10 \cdot 10^{-6}$	Set de rezistențe pentru substituție	—	Set de inductanțe pentru com- pensarea capacității statice C_0
TS-710/TSM	2,5-1100 kHz	100 ohmi - 1 Mohm	Valori fixe 20 și 32 pF și variabil 18-110 pF	—

Generatorul reprezintă un amplificator cu două etaje acordat la rezonanță, în circuitul de reacție pozitivă al acestuia fiind inclus un cuadripol capacitiv de măsură cu rezonatorul.

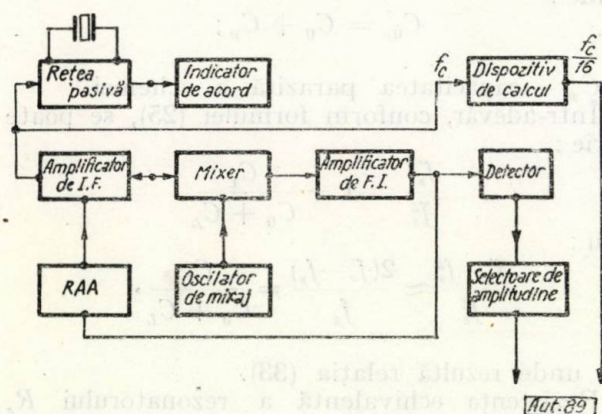


Fig. 10. Schema bloc a dispozitivului IPRD-4.

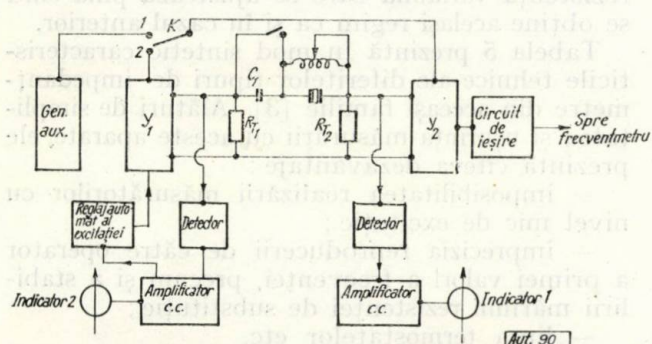


Fig. 11. Schema bloc a dispozitivului IPR-5.

Pentru susținerea nivelului de excitație în timpul măsurătorilor, este introdus un bloc de *RAA* cu întârziere. Determinarea capacității dinamice se face după formula (34), prin metoda *celor trei frecvențe*, măsurînd frecvența de rezonanță fără capacitate serie f_m și cu două capacități C_{L1} (f_{L1}), C_{L2} (f_{L2}). Formula de calcul

este :

$$C_1 = 2 \frac{C_{L1} - C_{L2}}{f_s} \cdot \frac{(f_{sL1} - f_s)(f_{sL2} - f_s)}{f_{sL2} - f_{sL1}}. \quad (34)$$

Măsurarea factorului de calitate Q al rezonatorului se face prin afişaj simultan cifric prin metoda „atenuării oscilaţiilor libere”, analog ca în dispozitivele IPRD-1, IPRD-2, IPRD-3, cu formula :

$$R_1 = \frac{1}{\omega C_1 Q}. \quad (35)$$

În schema dispozitivului IPR-5, Y_1 reprezintă un amplificator realizat în montaj anod comun, iar Y_2 un amplificator realizat într-o schemă cu grila la masă, cu circuit acordat în anod. Rezonatorul de încercat este inclus între rezistențele din catod R_{T1} și R_{T2} care formează un cuadripol în π . La acord, tensiunea pe indicatorul 2 fiind maximă, ansamblul oscilează pe frecvența de rezonanță serie a cuarțului (cu capacitate serie), egală cu f_s . Tensiunea la intrarea cuadripolului este stabilizată de blocul de reglaj automat al excitației.

Capacitatea dinamică C_1 se determină cu formula (34). Întrucît tensiunea de ieşire este invers proporţională cu rezistenţa dinamică R_1 a rezonatorului (la tensiune de intrare constantă), aparatul indicator 2 este gradat direct în ohmi.

Bobina L_0 servește la compensarea capacității C_0 .

Pentru aceasta se trece comutatorul K pe poziția 1 și se reglează frecvența generatorului auxiliar cu 5–10% mai puțin decât f_s . Se acordă pînă cînd se obține minimul indicației instrumentului 2.

2.2. Metode pasive de măsură bazate pe proprietățile de frecvență ale rezonatoarelor cu cuarț

În aceste metode, rezonatorul este introdus într-un cuadripol în π , Γ , T , care este excitat de la un generator de înaltă stabilitate. Din

măsurarea caracteristicilor de transmisie ale rețelei se pot determina, cu mai multă precizie decât în cazul anterior, parametrii rezonatorului.

2.2.1. Metoda cuadripolilor în π . Figura 12 prezintă schema circuitului în metoda de transmisie utilizată. Modificând frecvența oscilatorului pînă cînd se obține indicația maximă a voltmetrului V la rezonanța serie f_s (de fapt la frecvența f_m la care impedanța rezo-

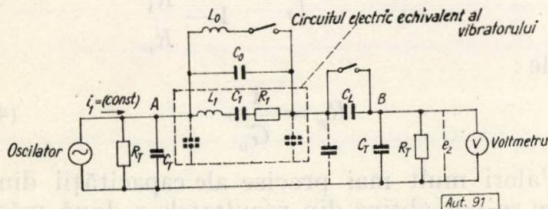


Fig. 12. Metoda schematică a circuitului de transmisie.

natorului e minimă) și la înserierea succesivă a rezonatorului cu două capacități de sarcină C_{L1} (f_{sL1}) și C_{L2} (f_{sL2}), capacitatea dinamică C_1 se determină cu formula :

$$C_1 = 2 \frac{C_{L1} - C_{L2}}{f_s} = \frac{(f_{sL1} - f_s)(f_{sL2} - f_s)}{f_{sL2} - f_{sL1}}. \quad (36)$$

Această expresie se obține eliminînd pe C_0 și C_1 din sistemul de trei ecuații ce rezultă din expresia (27) a frecvenței de rezonanță serie cu capacitate serie, scrisă în cele trei cazuri. Valoarea rezistenței R_1 poate fi determinată substituind, în locul rezonatorului la frecvența f_s , o rezistență ce provoacă același semnal pe voltmetrul V . Această metodă stă la baza standardului britanic [1].

Inductanța L_1 este dată de relația :

$$L_1 = \omega_s^2 C_1.$$

În cazul valorilor mici ale factorului de calitate al rezonatorului $Q = \frac{1}{\omega_s C_0 R_1}$ și la frecvențe peste 50 MHz se recomandă utilizarea unei bobine de neutralizare pentru C_0 , notată cu L_0 . În lucrarea [1] se consideră toate erorile ce pot apărea ca rezultat al influențelor capacităților parazite C_T , al capacității statice C_0 , precum și datorită capacității scăzute de rezoluție a milivoltmetrului.

Pentru generatorul de măsură se impune ca stabilitatea frecvenței să fie mai bună ca 1.10^{-6} , atenuarea armonicilor mai mare ca 30 dB, iar modificările amplitudinii semnalului mai mici ca 10% în timpul măsurărilor. Metoda expusă este utilizabilă pînă la 300 MHz.

O metodă mai precisă ce mărește rezoluția de cîteva ori se obține dacă, în locul voltmetrului,

se utilizează un vector-voltmetru [10], conform schemei indicate în figura 13.

Rezonanța serie se obține cînd rezonatorul este pur rezistiv, deci cînd vector-voltmetrul indică o diferență de fază nulă între intrarea

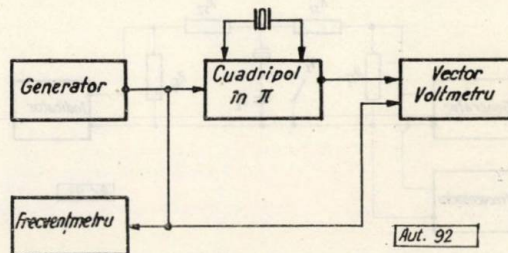


Fig. 13. Schemă de măsură în π cu vector-voltmetru.

și ieșirea rezonatorului. Rezistența R_1 se măsoară, ca și în cazurile precedente, printr-o substituție.

Caracteristicile aparatelor utilizate sînt următoarele :

Generatorul

- stabilitatea frecvenței mai bună ca 1.10^{-7} ;
- atenuarea armonicilor și radiațiilor parazite cel puțin egală cu 40 dB.

Frecvențmetrul

- precizia și stabilitatea frecvenței mai bună ca 1.10^{-8} .

Metoda expusă este indicată pînă la 125 MHz. Se poate utiliza un vector-voltmetru de tipul 8405 A.

O schemă ca cea de mai sus completată cu un sistem de control automat al frecvenței a fost realizată, utilizînd un generator de semnal de tipul TF 2002, ce este comandat de un semnal continuu obținut prin integrarea semnalului ce apare la ieșirea vector-voltmetrului și care este proporțional cu diferența de fază a semnalelor de la intrarea și ieșirea rezonatorului.

Industria din U.R.S.S. a realizat tipul E12-3 în care se utilizează metoda unui cuadripol de transmisie în π , care are o gamă de frecvențe de la 4 kHz la 140 MHz și este destinat lucrului în condiții de laborator și secție.

Pentru măsurarea rezistențelor dinamice de la 2 la 75 k Ω , se utilizează nouă tipuri de cuadripoli diferiți.

Gama de măsură a capacității dinamice: 10^{-1} — 10^{-4} pF.

Pentru măsurarea tensiunii pe cuadripol, se utilizează milivoltmetre de tipul B3-4 și B3-12; se poate măsura la diferite nivele de excitație. Eroarea de măsură este de 10%.

Un neajuns al instalației de tipul E12-3: lipsa posibilității neutralizării capacității statice a rezonatorului.

2.2.2. Utilizarea cuadripolilor în T. Figura 14 prezintă o schemă de măsură prin transmisie utilizînd un cuadripol în T [2]. Măsurarea are loc astfel : la transmisia minimă

a schemei cuadripolului, capacitatea C_1 se determină din formulele cunoscute (33) și (34), iar R_1 , printr-o metodă de substituție. La considerarea capacităților parazite, introducerea capacității C_L cu un punct de masă este avanta-

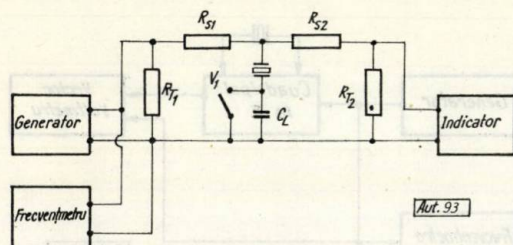


Fig. 14. Schemă de măsură utilizând un cuadripol în T.

joasă față de introducerea ei într-o rețea în π și, în afară de aceasta, acordul pe minimul coeficientului de transmisie dă o mai mare precizie decât acordul pe maxim.

2.2.3. Utilizarea punților de măsură. O metodă de măsură de perspectivă care asigură o rezoluție ridicată și determinarea frecvenței de rezonanță serie precum și a parametrilor dinamici într-un larg diapazon de frecvențe, și care are foarte bune proprietăți metrologice, este o metodă de punte.

Figura 15 prezintă schema principală a unei astfel de metode.

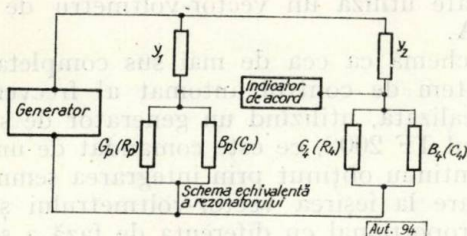


Fig. 15. Schema principală a unei metode de punte.

Parametrii G_p și C_p ai schemei echivalente a cuarțului au valorile (37) (38) (exprimate cu elementele „dinamice”);

$$G_p = \frac{1}{R_1} \frac{1}{1 + \left(\frac{1 - \omega^2 L_1 C_1}{\omega C_1 R_1} \right)^2}, \quad (37)$$

$$C_p = C_0 + C_1 \frac{1 - \omega^2 L_1 C_1}{(1 - \omega^2 L_1 C_1) + \omega^2 C_1^2 R_1^2}. \quad (38)$$

Valorile frecvenței rezonanței serie f_s și a rezistenței dinamice se găsesc la echilibrul punții (schimbînd frecvența punții și a admitanței Y_4). La echilibrul punții există relațiile:

$$f = f_s, \quad G_4 = G_p, \quad R_4 = R_p, \quad B_4 = B_p, \quad C_4 = C_0.$$

Efectuînd măsurarea parametrilor rezonatoarelor la o frecvență mai mică ca f_s cu 10%, se poate găsi valoarea capacității statice C_0 ($G_p = 0$, $C_p = C_0$). Pentru determinarea lui C_1 , în afara parametrilor rezonatorului la frecvența de rezonanță serie, este necesar să se cunoască G_p și C_p încă la o frecvență din domeniul de rezonanță diferită de f_s . Utilizînd relațiile (37) și (38), se obține pentru calcul expresia:

$$C_1 = 2 \frac{f_s - f}{f_s} \cdot \frac{C_p - C_0}{1 - \frac{R_1}{R_p}}, \quad (39)$$

unde:

$$R_p = \frac{1}{G_p}. \quad (40)$$

Valori mult mai precise ale capacității dinamice se pot obține din rezultatele a două măsurători R_{p1} , C_{p1} și R_{p2} , C_{p2} , efectuate la frecvențele f_1 și f_2 :

$$C_1 = \frac{f_2 - f_1}{f_s} \cdot \frac{(C_{p1} - C_0)(C_{p2} - C_0)}{(C_{p1} - C_0) \left(1 - \frac{R_1}{R_{p2}} \right) - (C_{p2} - C_0) \left(1 - \frac{R_1}{R_{p1}} \right)}. \quad (41)$$

Măsurătorile trebuie efectuate la valoarea minimă posibilă și controlabilă a nivelului de excitație. În U.R.S.S. au fost realizate punți de tipul E10-7 și E10-8, cu o precizie ridicată în măsurarea parametrilor dinamici în gama de frecvențe pînă la 200 MHz.

Neajunsul metodelor de punte este durata mare a măsurătorilor și necesitatea unui generator de înaltă stabilitate. De aceea metodele de punte se utilizează în condiții de laborator.

Precizia lor ridicată le recomandă și ca metode metrologice.

2.3. Metode semipasive de măsură

În dispozitivul de tip IPRS pentru laboratoare și secții de producție (realizat în U.R.S.S.), lucrînd în gama 0,4-20 MHz, se utilizează un mijloc semipativ de excitație a rezonatorului. În acest caz, nivelul de excitație este mult mai mic decât în cazul metodei active. Rezonatorul este inclus în brațul unei punți care constituie un circuit de reacție suplimentară a generatorului.

La echilibrul punții, frecvența generatorului devine egală cu frecvența de rezonanță serie a rezonatorului f_s , cu o eroare de ordinul $\pm 5 \cdot 10^{-8}$. Introducînd o capacitate serie C_L , se obține un al doilea echilibru al punții și frecvența de acord f_{sL} . Formula pentru determinarea capacității dinamice a rezonatorului C_1 este analogă cu (33). Mărimea rezistenței echivalente se determină printr-o metodă de substituție. Un neajuns al metodei îl constituie lipsa termostatlui.

2.4. Metode de măsură ale parametrilor rezonatoarelor cu cuarț bazate pe măsurarea timpului de atenuare a oscilațiilor libere ale rezonatoarelor

2.4.1. Metoda amortizării oscilațiilor libere. Dacă rezonatorul se conectează la o sursă de oscilații forțate, atunci el începe să execute oscilații libere amortizate, producând ca generator o tensiune care se schimbă după legea :

$$U(t) = U_M e^{-t/\tau} \sin \omega_0 t, \quad (42)$$

Caracteristicile comparative ale diferitelor aparate sovietice destinate măsurării rezonatoarelor cu cuarț

Tabela 6

Tipul dispozitiv	Metoda de măsură	Gama de frecvențe (MHz)	Eroare de măsură %		
			$\pm \frac{\Delta C_1}{C_1}$	$\pm \frac{\Delta R_1}{R_1}$	$\pm \frac{\Delta Q}{Q}$
IPRS	Două frecvențe și substituție	0,4—20	3—5	5 ± 1 ohm	10
E12—3	Trei frecvențe (cu transmitere)	0,004—140	10	10	—
IPRD—1	Amortizarea oscilațiilor libere	0,001—0,01	6	4	3
IPRD—2	Idem	0,01—1	6	4	3
IPRD—3	Idem	1—10	10	7	5
IPRD—4	Trei frecvențe și amortizarea oscilațiilor libere	10—60	6	13	—
IPR—5	Două frecvențe (cu transmitere)	40—100	10	10	—
—	Punte	0,001—200	2—5	2—5 10—15*	—

* Pentru rezonatoare cu rezistență mică, peste 100 MHz

unde $\tau = \frac{Q}{\pi f_e}$ este constanta de timp a rezonatoarelor.

Dacă se măsoară intervalul de timp $T_M = t_k - t_N$, în decursul căruia amplitudinea oscilațiilor își schimbă valoarea de la valoarea inițială :

$$U_N = U_M e^{-t_N/\tau},$$

la valoarea :

$$U_k = U_M e^{-t_k/\tau}, \quad (43)$$

atunci factorul de calitate al rezonatorului se poate determina cu formula :

$$Q = \frac{\pi T_M f_e}{\ln \frac{U_N}{U_k}} = K T_M f_e, \quad (44)$$

unde :

$$K = \frac{\pi}{\ln \frac{U_N}{U_k}}; \quad (45)$$

f_e — frecvența oscilațiilor libere ale rezonatorului.

Din formula (44) se vede că numărul de oscilații $n = T_M f_e$, executat de rezonator în regim de oscilații libere amortizate pînă la micșorarea amplitudinii inițiale la 95,7% ($K=1$), este egal cu factorul de calitate Q al rezonatorului.

Astfel se măsoară Q .

În U.R.S.S. s-au realizat dispozitivele de laborator și secție de tipul IPRD—1, IPRD—2, IPRD—3, care permit să se determine parametrii echivalenți dinamici în gama 1 kHz—10 MHz prin metoda amortizării oscilațiilor libere cu afișaj cifric al lui Q .

În dispozitive se utilizează o metodă semipativă de excitație a rezonatoarelor, care permite să se realizeze măsurători cu un nivel de excitație mult mai mic decît în cazul metodei oscilatorii. Circuitul de amortizare reprezintă un cuadripol în π , realizat sub forma unui dispozitiv transportabil, ceea ce ușurează măsurarea cu temperatura la distanță.

3. Concluzii

S-au expus pînă acum diferite metode de măsură a parametrilor dinamici ai rezonatoarelor cu cuarț.

Evident, aceste măsurători trebuie făcute într-o încăpere termostatăă, întrucît rezonatoarele cu cuarț sînt extrem de sensibile la modificările de temperatură, și în lipsa șocurilor și vibrațiilor mecanice.

Dependența acelorși parametri de condițiile mecanoclimatice în care lucrează rezonatoarele, metodele de măsură și aparatura folosită vor constitui obiectul unui alt articol.

BIBLIOGRAFIE

- [1] British standard 9610 : 1972 specification for quartz crystal units of assessed quality for oscillator applications; generic data and methods of test.

- [2] Suhov, L.V., Ivanciu, A.I. *Izmerenie parametrov piezoelektricheskikh izdelii.*
- [3] Codevintec. *Crystal-impedancemeters.*
- [4] GOST 6503/1967: *Rezonatori kvartzevye ghermetizirovaniye na ciastoti kolebaniy ot 0,75 po 100 MHz.*
- [2] Kroslovskii, M.I., Smakin, A.I. *Konstruktorovanie, izgotovlenie i primeneniye kvarzevikh rezonatorov.* Moscova, 1971.
- [6] Altșuler, G.V. *Upravleniye ciastotoi kvarzevikh ghermenatorov.* Moscova, 1969.
- [7] Plonskii, A.F., Medvedev, V.A., Iakubet-Iakubcik, L.L. *Tranzistornie avtogeneratori metrovikh voln, stabilizirovannie na mehanicheskikh garmoniakh kvarza.* Moscova, 1969.
- [8] Cartianu, Gh. *Analiza și sinteza circuitelor electrice.* București, Ed. didactică și pedagogică, 1972.
- [9] I.T.T. *Quartz crystals units.*
- [10] C.E.I. *Méthode principale pour la mesure de la fréquence de résonance et de la résistance équivalente série des quartz piézoélectriques — projet.*

PANTELIMON CONSTANTIN *

Comanda servomotoarelor asincrone bifazate cu amplificatoare de putere tranzistorizate

Elementele de execuție din sistemele de reglare automată electrice se realizează de regulă cu motoare electrice. În tehnica modernă, pentru puteri mici (până la 500 W) se utilizează pe scară largă servomotoarele asincrone bifazate cu alimentare monofazată.

O categorie foarte răspândită de aparate în care motoarele bifazate se utilizează în prezent cu rezultate bune sînt aparatele pentru măsurarea și înregistrarea automată a mărimilor neelectrice (punți și compensatoare automate), aparate care în fond reprezintă sisteme automate de urmărire.

În compunerea elementului de execuție se înglobează în mod obișnuit și amplificatorul de putere care comandă motorul electric.

Firmele constructoare de punți și compensatoare automate folosesc în prezent o mare varietate de scheme de amplificatoare de putere pentru comanda motoarelor bifazate, care rezultă din varietatea traductoarelor folosite și din varietatea tipurilor de preamplificatoare intercalate între circuitul de măsură și amplificatorul de putere.

În această lucrare se face o trecere în revistă a schemelor de amplificatoare de putere cunoscute sau mai puțin cunoscute, o comparație a acestora din punct de vedere al proprietăților și al situațiilor în care se folosesc și apoi unele completări privind teoria și practica amplificatoarelor cu alimentare în curent alternativ.

I. Amplificatoare în contratimp clasă B alimentate cu tensiune redresată și filtrată

Schema electrică a acestor amplificatoare fiind cunoscută, este util să menționăm unele proprietăți și unele cazuri în care se recomandă utilizarea lor, pentru a avea o vedere de ansamblu asupra problemei.

* Dr. ing. P. Constantin lucrează la Facultatea de electronică și telecomunicații din București.

Sarcina amplificatorului, înfășurarea de comandă a motorului, este conectată în secundarul transformatorului de ieșire.

Relațiile energetice principale, necesare pentru proiectarea amplificatorului, prezentate în [1], dau valoarea puterii utile, absorbită de la sursa E_c , a randamentului și puterii disipate pentru ansamblul celor două tranzistoare:

$$P_u = K^2 \frac{E_c^2}{2R}, \quad (1)$$

$$P_a = \frac{4K}{\pi} \frac{E_c^2}{2R}, \quad (2)$$

$$P_d = \left(\frac{4K}{\pi} - K^2 \right) \frac{E_c^2}{2R}, \quad (3)$$

$$\eta = \frac{\pi}{4} \cdot K, \quad (4)$$

în care:

E_c este tensiunea sursei de alimentare;

$R = \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2 \cdot R_s$ — rezistența de sarcină reflectată în primar (n_1 — numărul de spire al unei secțiuni din înfășurarea primară, n_2 — numărul de spire din secundar, R_s — rezistența de sarcină);

$K = \frac{I_c}{I_{cmax}}$ — raportul dintre amplitudinea curentului de colector și valoarea maximă a acestei amplitudini.

Valoarea maximă a puterii utile este dependentă de valoarea puterii admisibile a celor două tranzistoare:

$$P_{u max} = \frac{\pi^2}{4} P_{adm}. \quad (5)$$

Randamentul maxim are valoarea $\frac{\pi}{4} = 0,785$ corespunzătoare la $K = 1$.

Schema prezintă inconvenientul că, pentru realizarea unor puteri mari, sînt necesare tensiuni continue de alimentare E_c mari, care nu sînt corespunzătoare pentru celelalte tranzistoare; în aceste cazuri este necesar să se prevadă un redresor separat pentru alimentarea etajului final, ceea ce nu este economic.

O variantă a schemei clasice a amplificatorului de putere în clasă B, utilizabilă pentru comanda motoarelor bifazate, se reprezintă în figura 1 [2].

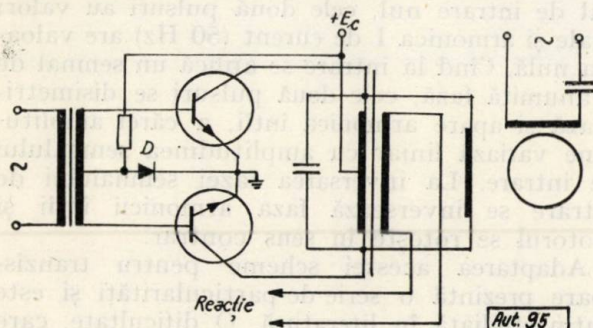


Fig. 1

În această schemă, sarcina (înfășurarea de comandă a motorului) se cuplează direct între colectoarele tranzistoarelor, soluție posibilă cînd impedanța sarcinii are valori potrivite pentru adaptare. Transformatorul de ieșire e utilizat numai pentru formarea tensiunii de reacție negativă, care se aplică printr-un divizor rezistiv la etajul prefinal. Reacția negativă îmbunătățește liniaritatea caracteristicii intrare-ieșire a amplificatorului și stabilitatea termică a caracteristicilor. Cea mai simplă și efectivă reacție negativă este cea care înglobează etajul final și prefinal. Divizorul de tensiune cu dioda D se folosește pentru corecția automată a tensiunii de polarizare a etajului final, în funcție de temperatura ambiantă.

În vederea îmbunătățirii condițiilor de răcire a tranzistoarelor și simplificării construcției radiatoarelor, se poate utiliza schema din figura 2, care permite montarea tranzistoarelor pe un radiator comun fără strat de izolare, deoarece colectoarele sînt la același potențial [2].

În această schemă, ca și în cea precedentă, se utilizează conexiunea cu emitor comun, care asigură o amplificare de putere maximă.

Se observă că înfășurarea de comandă se cuplează direct (fără transformator) ca și în schema precedentă. Soluția aceasta este utilizată pentru motoarele a căror înfășurare de comandă necesită tensiune joasă, cum ar fi motoarele sovietice din seria DID și DG. În caz contrar, sarcina se cuplează prin transformator.

Inconvenientul schemelor precedente, care au priză mediană în înfășurarea primară a transformatorului sau punct median la înfășurarea

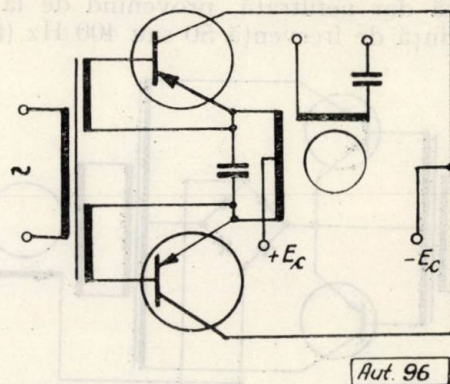


Fig. 2

de sarcină, îl constituie tensiunea inversă mare la colectoarele tranzistoarelor, egală cu $2 E_c$, ceea ce micșorează siguranța în funcționare a amplificatoarelor.

O ameliorare a siguranței de funcționare din acest punct de vedere se realizează dacă se folosește schema în punte reprezentată în figura 3 [2].

În această schemă, tensiunea inversă a colectorului nu depășește valoarea E_c în toate regimurile de funcționare. Complexitatea și, în

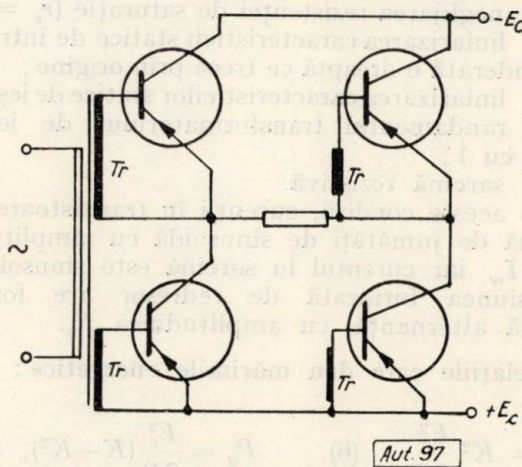


Fig. 3

consecință, costul sînt mai mari decît în celelalte scheme precedente, deoarece sînt necesare patru tranzistoare și un transformator mai complicat cu patru înfășurări secundare.

Relațiile energetice pentru schemele din figurile 2 și 3 sînt aceleași ca la schema clasică de amplificator de putere.

II. Amplificatoare în contratimp clasă B alimentate cu tensiune redresată dar nefiltrată

Semnalul alternativ pentru comanda motoarelor bifazate are frecvență fixă, amplitudine variabilă și fază 0 sau π în raport cu o tensiune

de referință, pentru inversarea sensului de rotație. În aceste condiții, este posibil să se alimenteze amplificatorul final cu o tensiune redresată dar nefiltrată, provenind de la sursa de referință de frecvență 50 sau 400 Hz (fig. 4).

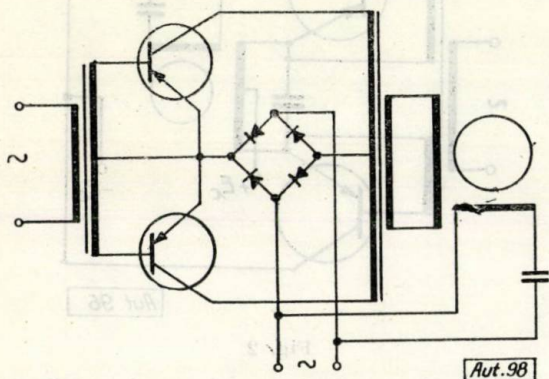


Fig. 4

În [1] se prezintă relațiile energetice de bază pentru această schemă, deduse presupunând îndeplinite o serie de ipoteze simplificatoare, dintre care menționăm:

- funcționarea are loc în zona activă a caracteristicilor de ieșire;
- neglijarea curentului de colector rezidual ($I_{CB0} = 0$);
- neglijarea rezistenței de saturație ($r_s = 0$);
- liniarizarea caracteristicii statice de intrare, considerată o dreaptă ce trece prin origine;
- liniarizarea caracteristicilor statice de ieșire;
- randamentul transformatorului de ieșire egal cu 1;
- sarcină rezistivă.

În aceste condiții, curenții în tranzistoare au formă de jumătăți de sinusoidă cu amplitudinea I_c , iar curentul în sarcină este sinusoidal. Tensiunea furnizată de redresor are forma dublă alternanță, cu amplitudinea E_c .

Relațiile care dau mărimile energetice:

$$P_u = K^2 \frac{E_c^2}{2R} \quad (6) \quad P_d = \frac{E_c^2}{2R} (K - K^2), \quad (8)$$

$$P_a = \frac{KE_c^2}{2R}, \quad (7) \quad \eta = K \quad (9)$$

Ca și în cazul schemei de amplificator clasă B cu tensiune redresată și filtrată, utilizând valoarea maximă a puterii disipate de tranzistoare, se demonstrează că puterea utilă maximă este de patru ori mai mare decât puterea admisibilă a ambelor tranzistoare:

$$P_{u \max} = 4 P_{D \text{ adm.}} \quad (10)$$

Randamentul maxim are de asemenea valoarea 1, corespunzătoare la $K = 1$.

Comparînd cele două scheme, rezultă că ultima are un randament mai mare și, cu tranzistoare date, se poate obține o putere utilă mai mare, după cum rezultă din relațiile (5) și (10).

III. Amplificatoare în contratimp alimentate cu tensiune alternativă

În practica amplificatoarelor cu tuburi electronice este cunoscută și utilizată frecvent schema în contratimp de tip balans, în care cele două tuburi funcționează în contratimp și curentul în sarcină are forma unor pulsuri semisinusoidale de aceeași polaritate. La semnal de intrare nul, cele două pulsuri au valori egale și armonica I de curent (50 Hz) are valoarea nulă. Cînd la intrare se aplică un semnal de o anumită fază, cele două pulsuri se disimetrizează și apare armonica întîii, a cărei amplitudine variază liniar cu amplitudinea semnalului de intrare. La inversarea fazei semnalului de intrare se inversează faza armonicii întîii și motorul se rotește în sens contrar.

Adaptarea acestei scheme pentru tranzistoare prezintă o serie de particularități și este puțin studiată în literatură. O dificultate, care apare în cazul utilizării tranzistoarelor, provine din faptul că, la valori pozitive ale tensiunii de bază, curentul de colector este anulat.

O primă variantă de schemă balans cu tranzistoare, studiată teoretic și experimental, este reprezentată în figura 5. În această schemă trebuie ca în sarcină să circule un curent de tip redresor dublă alternanță, cînd semnalul este nul. În scopul realizării unei astfel de funcționări, tensiunea de referință trebuie să aibă o fază determinată în raport cu faza tensiunii de alimentare, după cum se indică în figura 5.

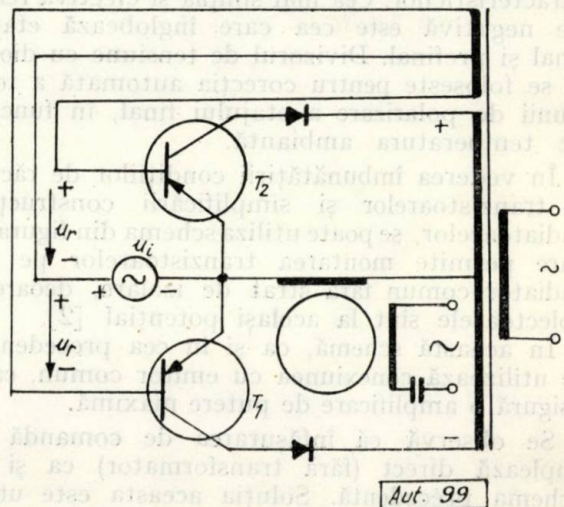


Fig. 5

Fazele celor două tensiuni trebuie astfel alese încît, pentru ca un tranzistor să conducă, tensiunile la colector și bază să fie simultan negative.

În alternanța în care polaritățile tensiunilor de referință și alimentare sînt cele indicate în figura 5, funcționează tranzistorul T_2 .

În condiția funcționării în zona activă a caracteristicilor, condiție indispensabilă pentru a avea comandă, și a respectării ipotezelor de la punctul II, curentul în sarcină are forma

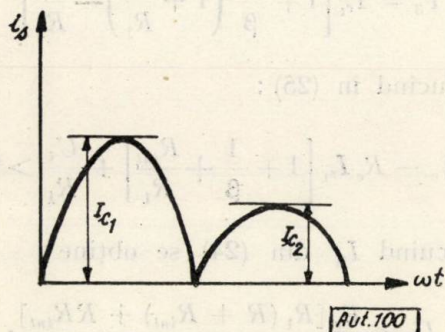


Fig. 6

din figura 6. Amplitudinile celor două pulsuri au valorile:

$$I_{c1} = \frac{U_r + U_i}{R_{int}} \cdot \beta, \quad I_{c2} = \frac{U_r - U_i}{R_{int}} \cdot \beta. \quad (11)$$

Condiția de funcționare în zona activă impune ca amplitudinea I_{c1} să fie mai mică decît valoarea maximă a curentului de colector:

$$\frac{U_r + U_i}{R_{int}} \cdot \beta \leq \frac{E_c}{R_c}. \quad (12)$$

De asemenea, pentru o comandă completă și liniară, este necesar ca, la semnal nul, amplitudinile egale ale celor două impulsuri să fie egale cu jumătate din valoarea maximă a curentului de colector.

Punînd această condiție în relațiile (11), rezultă valoarea tensiunii de referință:

$$U_r = \frac{E_c \cdot R_{int}}{2\beta R_c}. \quad (13)$$

Comparînd (12) și (13), rezultă valoarea semnalului:

$$U_i \leq \frac{E_c R_{int}}{2\beta R_c}. \quad (14)$$

Se observă că valoarea maximă a semnalului în condițiile specificate este egală cu tensiunea de referință, iar amplitudinile celor doi curenți la semnal maxim au expresiile:

$$I_{c1} = \frac{E_c}{R_c} = I_{c \max}, \quad I_{c2} = 0. \quad (15)$$

Performanțele motorului bifazat sînt determinate de armonica întîi a curentului din înfășurarea de comandă. După cum se indică în [3], în cazul curentului de forma arătată, amplitudinea armonicii întîi este dată de semidiferența amplitudinii celor două pulsuri:

$$I_{s1} = \frac{I_{c1} - I_{c2}}{2} = \frac{\beta U_i}{R_{int}}. \quad (16)$$

Relația (16) arată că schema permite o variație liniară a armonicii întîi de curent în sarcină în raport cu amplitudinea semnalului de intrare; valoarea maximă a acestei armonici este $0,5 I_{c \max}$.

Pentru studiul regimului energetic este necesar să se determine în prealabil valoarea efectivă a curentului prin sarcină:

$$I_{ef}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i^2 d\omega t = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_{c1}^2 \sin^2 \omega t d\omega t + \frac{1}{2\pi} \int_\pi^{2\pi} I_{c2}^2 \sin^2 (\omega t - \pi) d\omega t = \frac{I_{c1}^2 + I_{c2}^2}{4}. \quad (17)$$

Puterea utilă activă în sarcina considerată rezistivă:

$$P_u = R I_{ef}^2 = \frac{R}{4} (I_{c1}^2 + I_{c2}^2). \quad (18)$$

Introducînd coeficienții:

$$K_1 = \frac{I_{c1}}{I_{c \max}}, \quad K_2 = \frac{I_{c2}}{I_{c \max}}, \quad (19)$$

rezultă:

$$P_u = \frac{E_c^2}{4R} (K_1^2 + K_2^2). \quad (20)$$

Puterea absorbită de la transformatorul de alimentare:

$$P_a = \frac{E_c I_{c1}}{4} + \frac{E_c I_{c2}}{4} = \frac{E_c^2}{4R} (K_1 + K_2). \quad (21)$$

Randamentul:

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{K_1^2 + K_2^2}{K_1 + K_2}. \quad (22)$$

La semnal nul, $K_1 = K_2 = \frac{1}{2}$ și $\eta = 0,5$, iar la semnal maxim, $K_1 = 1$, $K_2 = 0$ și $\eta = 1$.

În scopul eliminării înfășurării pentru producerea tensiunii de referință se poate utiliza o schemă cu reacție (fig. 7).

Pentru analiza schemei vom considera că, în semiperioada conducției lui T_1 , polaritatea semnalului este cea din figura 8.

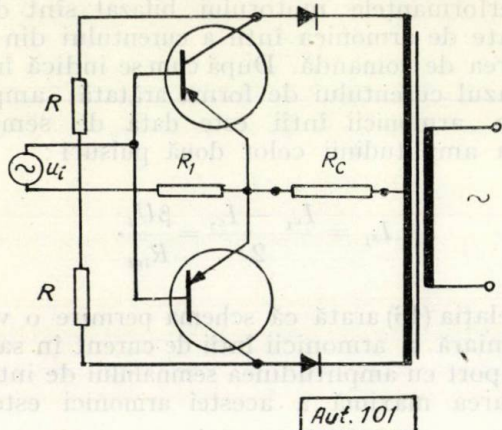


Fig. 7

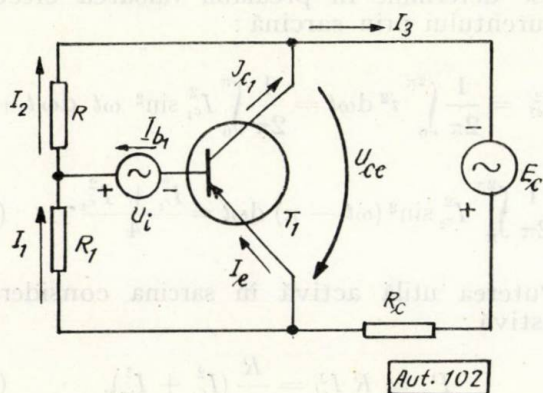


Fig. 8

Funcționarea schemei este descrisă de următorul sistem de ecuații, valabile pentru amplitudinea mărimilor electrice :

$$\begin{aligned} I_2 &= I_1 + I_{b1}, \\ I_3 &= I_{c1} + I_2, \\ I_e &= I_{c1} + I_{b1}, \\ U_i + R_1 I_1 &= R_{int} I_{b1}, \\ E_c &= R_c I_3 + R_1 I_1 + R I_2, \\ I_{c1} &= \beta I_{b1}. \end{aligned} \quad (23)$$

Rezolvînd sistemul în raport cu \$I_{b1}\$ se obține :

$$\begin{aligned} I_{b1} &= \frac{E_c + U_i \cdot \alpha}{R_c (1 + \beta) + R + R_{int} \cdot \alpha} \quad \text{și} \\ I_{c1} &= \frac{\beta (E_c + U_i \cdot \alpha)}{R_c (1 + \beta) + R + R_{int} \cdot \alpha}, \end{aligned} \quad (24)$$

în care :

$$\alpha = \frac{R + R_1 + R_c}{R_1}$$

Condiția de funcționare în zona activă :

$$u_{CE} = E_c - R_c I_3 < 0. \quad (25)$$

Din sistemul de ecuații se deduce valoarea \$I_3\$:

$$I_3 = I_{c1} \left[1 + \frac{1}{\beta} \left(1 + \frac{R_i}{R_1} \right) - \frac{U_i}{R_1} \right] \quad (26)$$

Introducînd în (25) :

$$E_c - R_c I_{c1} \left[1 + \frac{1}{\beta} + \frac{R_{int}}{R_1} \right] + \frac{U_i}{R_1} > 0.$$

Înlocuind \$I_{c1}\$ din (24) se obține :

$$U_i < \frac{E_c [R_1 (R + R_{int}) + R R_{int}]}{R_c [(1 + \beta) R_1 + \beta R]}. \quad (27)$$

În semiperioada de conducție a tranzistorului \$T_2\$, polaritatea este cea din figura 9.

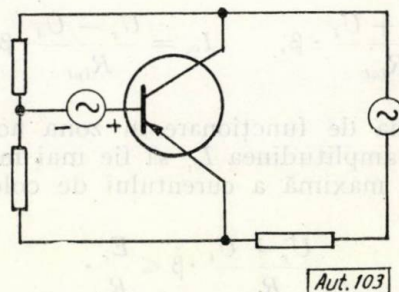


Fig. 9

Sistemul de ecuații se păstrează, dar \$U_i\$ se înlocuiește cu \$-U_i\$.

Valorile amplitudinii curenților vor fi :

$$I_{b2} = \frac{E_c - U_i \cdot \alpha}{R_c (1 + \beta) + R + R_{int} \cdot \alpha}; \quad (28)$$

$$I_{c2} = \frac{\beta (E_c - U_i \cdot \alpha)}{R_c (1 + \beta) + R + R_{int} \cdot \alpha}.$$

Amplitudinea armonicii întii de curent, calculată cu relația (16), este :

$$I_{s1} = \frac{\beta \cdot \alpha}{R_c (1 + \beta) + R + R_{int} \cdot \alpha} \cdot U_i. \quad (29)$$

Funcționarea rămîne în zona activă deoarece caracteristica dinamică coboară față de poziția \$U_i = 0\$.

Eliminînd rezistența \$R_1\$ din circuitul de intrare, se obține schema simplificată din figura 10.

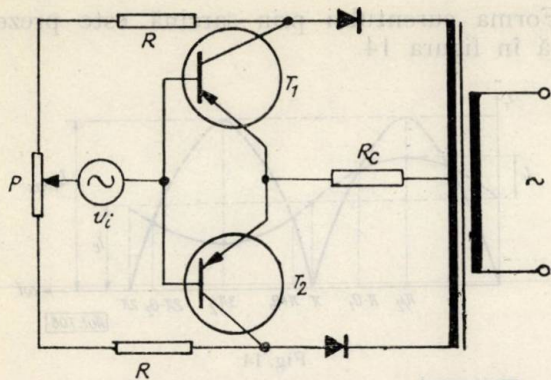


Fig. 10

Valorile curenților se determină simplu din relațiile precedente dacă se ia $R_1 = \infty$, știind că $\lim_{R_1 \rightarrow \infty} \alpha = 1$. Se obține:

$$I_{b1} = \frac{E_c + U_i}{R_c(1 + \beta) + R + R_{int}};$$

$$I_{c1} = \frac{\beta(E_c + U_i)}{R_c(1 + \beta) + R + R_{int}}, \quad (30)$$

$$I_{b2} = \frac{E_c - U_i}{R_c(1 + \beta) + R + R_{int}};$$

$$I_{c2} = \frac{\beta(E_c - U_i)}{R_c(1 + \beta) + R + R_{int}}. \quad (31)$$

Condiția de funcționare în zona activă se determină făcând $R_1 \rightarrow \infty$ în relația (27):

$$U_i \leq \frac{E_c(R + R_{int})}{(\beta + 1)R_c}. \quad (32)$$

Ca și în prima schemă, vom pune condiția ca în repaus amplitudinea curentului de colector să fie jumătate din $I_{c \max}$:

$$I_{c \max} = \frac{\beta(E_c + U_{i \max})}{R_c(1 + \beta) + R + R_{int}} = \frac{\beta \cdot E_c}{(\beta + 1)R_c}, \quad (33)$$

$$\frac{\beta E_c}{R_c(1 + \beta) + R + R_{int}} = \frac{\beta E_c}{2(\beta + 1)R_c}, \quad (34)$$

de unde rezultă:

$$R + R_{int} = R_c(1 + \beta) \quad (35)$$

Cu această relație, amplitudinile curenților devin:

$$I_{c1} = \frac{\beta(E_c + U_i)}{2(\beta + 1)R_c}; \quad I_{c2} = \frac{\beta(E_c - U_i)}{2(\beta + 1)R_c}. \quad (36)$$

Condiția de funcționare în zona activă:

$$U_i \leq E_c. \quad (37)$$

Amplitudinea armonicii întâi:

$$I_{s1} = \frac{\beta}{2(1 + \beta)R_c} \cdot U_i \quad (38)$$

are de asemenea o variație liniară cu U_i .

Valoarea maximă a armonicii întâi:

$$I_{s1} = \frac{E_c}{R_c} \cdot \frac{\beta}{2(1 + \beta)} = 0,5 I_{c \max}. \quad (39)$$

O altă schemă se poate realiza folosind o tensiune continuă de referință în circuitul de intrare E (fig. 11).

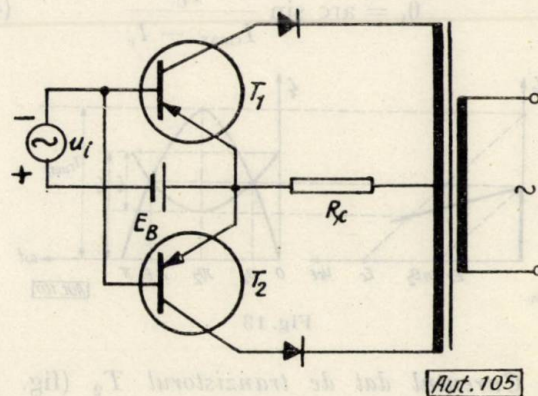


Fig. 11

Valoarea acestei tensiuni trebuie să fie astfel aleasă încât punctul static de funcționare să se găsească în mijlocul porțiunii liniare a caracteristicii de intrare, iar amplitudinea maximă a semnalului de intrare U_i trebuie să fie egală cu E_B în vederea asigurării condițiilor normale de funcționare.

Se va stabili forma de variație a curentului prin sarcină păstrând ipotezele simplificatoare de la schemele precedente.

Punctul de funcționare se va mișca atât în zona activă cât și în zona de saturație, unghiul de ieșire sau de intrare în saturație fiind dependent de semnalul aplicat la intrare.

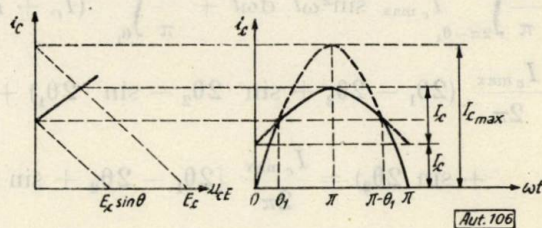


Fig. 12

a) Curentul dat de tranzistorul T_1 (fig. 12)

$$i_B = I_B + I_b \sin \omega t$$

$$i_C = \beta i_B = \beta I_B + \beta I_b \sin \omega t = I_C + I_c \sin \omega t \quad (40)$$

(în zona activă)

$$i_C = \frac{E_c}{R_c} \sin \omega t = I_{c \max} \sin \omega t \quad (41)$$

(în zona de saturație)

$$u_{CE} = E_c \sin \omega t - R_c i_C \quad (42)$$

Din aceste relații se determină ecuația caracteristicii dinamice și unghiul de ieșire din saturație (fig. 12):

$$i_C(E_c - R_c I_C) = u_{CE} \cdot I_c + E_c I_C \quad (\text{zona activă}) \quad (43)$$

$$u_{CE} = 0 \quad (\text{saturație}); \quad (44)$$

$$\theta_1 = \arcsin \frac{I_C}{I_{c \max} - I_C} \quad (45)$$

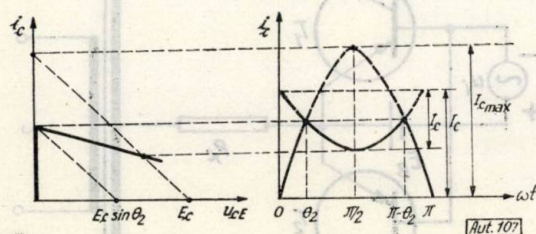


Fig. 13

b) Curentul dat de tranzistorul T_2 (fig. 13)

$$i_B = I_B - I_b \sin \omega t$$

$$i_C = I_C - I_c \sin \omega t \quad (\text{zona activă}) \quad (46)$$

$$i_C = I_{c \max} \sin \omega t \quad (\text{saturație}) \quad (47)$$

Ecuațiile caracteristicii dinamice:

$$i_C(E_c + R_c I_C) = I_C \cdot u_{CE} + E_c I_C \quad (\text{zona activă}) \quad (48)$$

$$u_{CE} = 0 \quad (\text{saturație}) \quad (49)$$

$$\theta_2 = \arcsin \frac{I_C}{I_{c \max} + I_C} \quad (50)$$

Forma curentului prin sarcină este prezentată în figura 14.

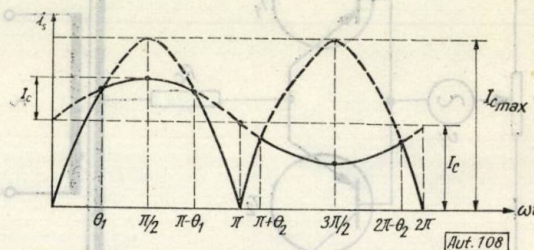


Fig. 14

Introducând notațiile:

$$K_1 = \frac{I_C}{I_{c \max}}; \quad K_2 = \frac{I_C}{I_{c \max}}$$

unghiurile θ_1 și θ_2 se calculează cu expresiile:

$$\theta_1 = \arcsin \frac{K_1}{1 - K_2}; \quad \theta_2 = \arcsin \frac{K_1}{1 + K_2} \quad (51)$$

Pentru caracterizarea proprietății de comandă a motorului este necesar să se facă analiza armonică și să se determine armonica întâi a curentului prin sarcină.

Armonica întâi în cosinus este nulă deoarece funcțiunile cu o simetrie în raport cu momentul $\frac{\pi}{2}$ au numai armonici impare în sinus și pare în cosinus [4].

Ecuațiile curentului în diferite intervale de timp:

a) $0 < \omega t < \theta_1$ și $\pi - \theta_1 < \omega t < \pi$

$$i_s = I_{c \max} \sin \omega t;$$

b) $\pi < \omega t < \pi + \theta_2$ și $2\pi - \theta_2 < \omega t < 2\pi$

$$i_s = -I_{c \max} \sin \omega t;$$

c) $\theta_1 < \omega t < \pi - \theta_1$ și $\pi + \theta_2 < \omega t < 2\pi - \theta_2$

$$i_s = I_C + I_c \sin \omega t$$

Armonica întâi în sinus:

$$I_{s1} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\theta_1} I_{c \max} \sin^2 \omega t \, d\omega t + \frac{1}{\pi} \int_{\pi - \theta_1}^{\pi} I_{c \max} \sin^2 \omega t \, d\omega t - \frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{\pi + \theta_2} I_{c \max} \sin^2 \omega t \, d\omega t - \frac{1}{\pi} \int_{2\pi - \theta_2}^{2\pi} I_{c \max} \sin^2 \omega t \, d\omega t + \frac{1}{\pi} \int_{\theta_1}^{\pi - \theta_1} (I_C + I_c \sin \omega t) \sin \omega t \, d\omega t + \frac{1}{\pi} \int_{\pi + \theta_2}^{2\pi - \theta_2} (I_C + I_c \sin \omega t) \sin \omega t \, d\omega t =$$

$$= \frac{I_{c \max}}{2\pi} (2\theta_1 - 2\theta_2 + \sin 2\theta_2 - \sin 2\theta_1) + \frac{2I_C}{\pi} (\cos \theta_1 - \cos \theta_2) + \frac{I_c}{2\pi} (2\pi - 2\theta_1 - 2\theta_2 + \sin 2\theta_1 + \sin 2\theta_2) =$$

$$= \frac{I_{c \max}}{2\pi} [2\theta_1 - 2\theta_2 + \sin 2\theta_2 - \sin 2\theta_1 + 4K_1(\cos \theta_1 - \cos \theta_2) + K_2(2\pi - 2\theta_1 - 2\theta_2 + \sin 2\theta_1 + \sin 2\theta_2)]. \quad (52)$$

Armonica de curent depinde de semnalul de intrare prin intermediul coeficientului K_2 variabil. Aceasta influențează pe I_{s1} atât direct cât și prin variația unghiurilor θ_1 și θ_2 .

O comandă continuă se poate realiza dacă se ia $I_c = \frac{I_{c \max}}{2}$; în acest caz, I_c variază de la

zero la $\frac{I_{c \max}}{2}$, $K_1 = 0,5$ și K_2 e variabil între 0 și 0,5

Armonica întâi devine:

$$I_{s1} = \frac{I_{c \max}}{\pi} [2\theta_1 - 2\theta_2 + \sin 2\theta_2 - \sin 2\theta_1 + 2 \cos \theta_1 - 2 \cos \theta_2 + K_2(2\pi - 2\theta_1 - 2\theta_2 + \sin 2\theta_1 + \sin 2\theta_2)] \quad (53)$$

și:

$$\theta_1 = \arcsin \frac{1}{2(1-K_2)}; \theta_2 = \arcsin \frac{1}{2(1+K_2)} \quad (54)$$

Funcția transcendentă din paranteză variază cu K_2 conform valorilor:

K_2 0 0,05 0,1 0,15 0,2 0,25 0,3

$f(K_2)$ 0 0,298 0,592 0,885 1,177 1,464 1,751

0,35 0,4 0,45 0,5
2,025 2,337 2,537 2,745

În figura 15 se reprezintă grafic funcția $I_{s1} = f(K_2)$.

Curba are o liniaritate foarte bună până la $K_2 = 0,4$.

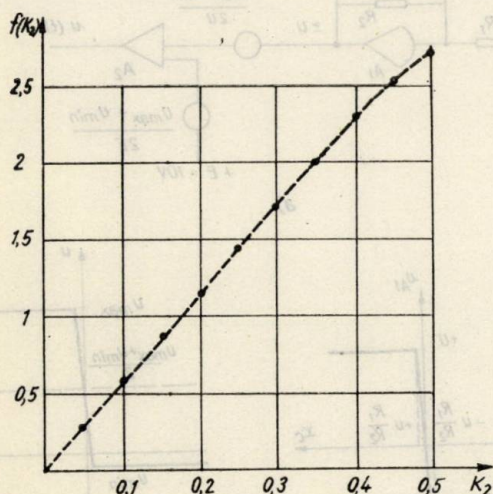


Fig. 15

Aut. 109

Din condițiile de comandă impuse se deduce tensiunea bateriei din circuitul de bază E_B și valoarea maximă a semnalului, egale între ele:

$$E_B = U_{i \max} = \frac{E_c \cdot R_{int}}{2 R_c}$$

Valoarea maximă a armonicii întâi de curent rezultă din relația (53) și din valorile funcției $f(K_2)$ (fig. 15):

$$I_{s1 \max} = \frac{2,745}{\pi}; I_{c \max} = 0,875 I_{c \max}.$$

IV. Comparație între schemele analizate, concluzii și rezultate experimentale

Se vor lua în considerare amplificatoarele cu tensiune de referință sinusoidală independentă (fig. 5), cele cu tensiune de referință sinusoidală obținută prin reacție (fig. 10), precum și cele cu tensiunea de referință continuă (fig. 11).

Comparând schemele din punct de vedere al semnalului maxim aplicat la intrare ($U_{i \max}$), se observă că prima și a treia schemă necesită semnale mai mici ($\frac{E_c \cdot R_{int}}{2 R_c}$) în raport cu a doua (E_c). Proprietatea aceasta este o consecință a reacției negative aplicate. Pentru a obține același efect cu aceasta din urmă, este necesar să se mărească amplificarea de tensiune în etajele precedente.

Comparând schemele din punct de vedere al valorii maxime a armonicii întâi de curent în sarcină I_{s1} , se observă că schema a treia are performanțe mai bune decât celelalte două ($0,875 I_{c \max}$ față de $0,5 I_{c \max}$). Chiar dacă ne oprim la capătul domeniului de liniaritate ($K_2 = 0,4$), cu schema a treia se obține o valoare maximă a amplitudinii armonicii întâi mai mare ($0,744 I_{c \max}$).

Alegerea unei scheme sau alteia trebuie să se facă ținând seamă atât de performanțele electrice arătate cât și de considerente economice. Din acest punct de vedere la schema a treia apar cele mai mari dificultăți, provocate de prezența sursei E_B , strict necesară, care trebuie să fie stabilizată și cu tensiune mică (zecimi de volți).

S-au făcut măsurători experimentale cu schema a doua (fig. 10), determinându-se la oscilograf amplitudinile celor două pulsuri ale tensiunii la bornele sarcinii: $U_{c1} = R_c \cdot I_{c1}$ și $U_{c2} = R_c \cdot I_{c2}$.

S-a utilizat un tranzistor $\pi 4 A$ care are $\beta = 10,3$ și $R_{int} = 30 \Omega$ (valori medii), o rezistență de sarcină $R_c = 100 \Omega$ și $E_c = 20 V$. Cu relația (35) se obține $R = 1100 \Omega$. Rezultatele calculului și cele experimentale sînt arătate în tabela 1.

Tabela 1

U_i, V	U_{c1}, V		U_{c2}, V	
	calcul	exp	calcul	exp
0	9,11	9	9,11	9
5	11,39	12	6,86	7
10	13,69	13,5	4,56	5
15	15,89	16	2,28	4,5
20	18,2	10	0	0

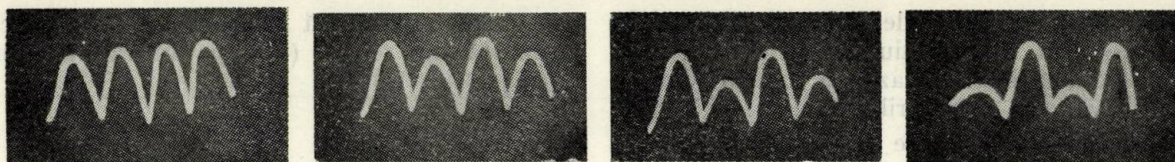


Fig. 16

Experiențele arată că se obține o liniaritate foarte bună a amplitudinii celor două pulsuri de curenți I_{c1} și I_{c2} și o concordanță foarte apropiată a valorilor U_{c1} și U_{c2} cu cele rezultate din calcul.

În figura 16 se dau câteva oscilogramme ale tensiunii la bornele sarcinii, obținute pentru diferite valori crescătoare ale semnalului aplicat la intrare.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Vătășescu, A.ș.a. *Circuite cu semiconductoare în industrie. Amplificatoare și oscilatoare* București, Ed. tehnică, 1971.
- [2] Balașov, M. ș.a. *Elektronika i poluprovodnikovie ustroistva*. Moscova, Mašinostroenie, 1966.
- [3] Constantin, P. *Electronică*. București. Ed. didactică și pedagogică, 1968.
- [4] Popescu, Al. *Curs de electrotehnică*, vol. 2. București, litografiat, 1947.

GRIGORE BRĂILEANU*

Modelarea pe calculator analogic a sistemelor optime neliniare de ordinul II, cu limitări ale variabilelor de stare

1. Definirea clasei sistemelor optime ce urmează a fi modelate

În cadrul acestei lucrări se va prezenta o metodă originală de modelare pe calculator analogic a sistemelor de reglare optimală a proceselor neliniare de ordinul II, cu considerarea cazului — inerent în practică — al limitărilor variabilei de comandă și ale variabilelor de stare. Problema de optimizare considerată constă în minimizarea timpului de răspuns și a supra-reglării mărării de ieșire $x_e(t)$, pentru o variație de tip treaptă a mărării prescrise, și impune desigur o analiză suplimentară a compatibilității acestor două condiții de minim.

Prin limitarea variabilei de comandă $u(t)$ rezultă un domeniu al comenzilor admise:

$$u(t) \in [U_{\min}, U_{\max}],$$

care poate fi centrat în raport cu:

$$u_0(t) = \frac{U_{\min} + U_{\max}}{2},$$

dacă se adaugă — pe calculator — schema din figura 1.

Deoarece, în cazul proceselor dinamice neliniare, principiul maximului [1] asigură numai condițiile necesare de optim, sinteza este îngreuiată de obligativitatea verificării condițiilor suficiente de optim, date în [2, § 11] și [3,

§ 15.2.3]. Pentru a evita aceasta, în cele de mai jos se va formula problema sintezei optime pentru o clasă foarte largă de procese dinamice neliniare, pentru care ecuațiile principiului maximului reprezintă condiția necesară și suficientă de optim.

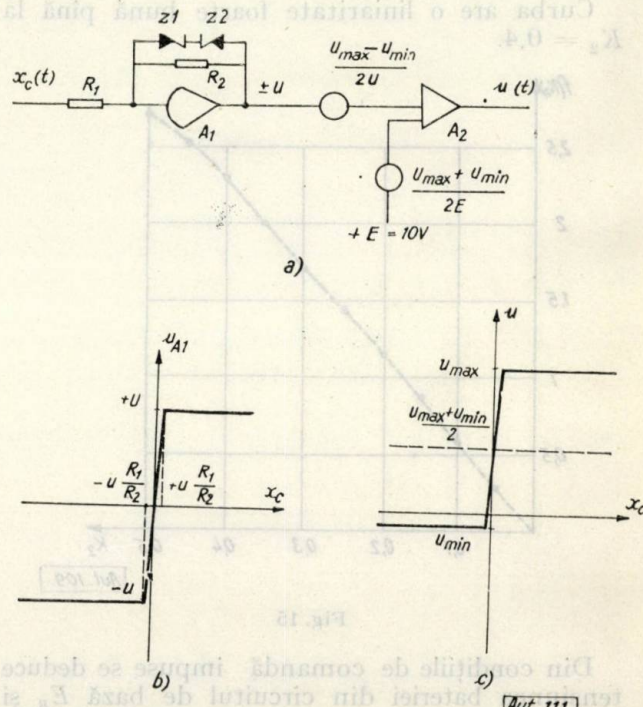


Fig. 1. Formarea semnalului binar de comandă $u(t) = (U_{\min}, U_{\max})$ prin intermediul semnalului binar simetric $U_{A1} = (-U, +U)$.

* Ing. Gr. Brăileanu lucrează la Catedra de automatică din Institutul politehnic București.

Fie un proces dinamic neliniar de ordinul II, definit de ecuațiile de stare :

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= f(x_1, x_2, u) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

unde u este mărimea de comandă, supusă condiției :

$$0 > U_{\min} \leq u \leq U_{\max} > 0, \quad (2)$$

$x_1 = x_e$, iar, într-un domeniu G_0 mărginit din planul stărilor, funcția $f(x_1, x_2, u)$ este continuă împreună cu toate derivatele sale parțiale de ordinul I și satisface relațiile :

$$\frac{\partial f(x_1, x_2, u)}{\partial u} > 0, \quad (3)$$

$$f(0, 0, U_{\max}) > 0, \quad f(0, 0, U_{\min}) < 0, \quad (4)$$

precum și una dintre condițiile a) — d) :

a) există o funcție $\varphi(x_1, x_2, u)$ continuă împreună cu derivatele $\frac{\partial \varphi}{\partial x_1}, \frac{\partial \varphi}{\partial x_2}$, astfel încât pentru $u = U_{\max}$, $u = U_{\min}$ și orice $x_1, x_2 \in G_0$ să fie îndeplinită inegalitatea :

$$x_2 \frac{\partial \varphi}{\partial x_1} + f \frac{\partial \varphi}{\partial x_2} + \varphi^2 - \varphi \left(\frac{\partial f}{\partial x_2} - \frac{\partial f}{\partial x_1} \right) \leq 0; \quad (5)$$

b) pentru $u = U_{\max}$, $u = U_{\min}$ și orice $x_1, x_2 \in G_0$:

$$\frac{\partial f}{\partial x_1} \geq 0; \quad (6)$$

c) $f(x_1, x_2, u)$ să fie derivabilă de două ori în raport cu x_1 și x_2 și pentru $u = U_{\max}$, $u = U_{\min}$ și orice $x_1, x_2 \in G_0$ să fie îndeplinită inegalitatea :

$$2x_2 \frac{\partial^2 f}{\partial x_1 \partial x_2} + 2f \frac{\partial^2 f}{\partial x_2^2} - \left(\frac{\partial f}{\partial x_2} \right)^2 - 4 \frac{\partial f}{\partial x_1} \leq 0; \quad (7)$$

d) $f(x_1, x_2, u)$ să fie derivabilă de două ori în raport cu x_1 și x_2 , și, pentru $u = U_{\max}$, $u = U_{\min}$ și orice $x_1, x_2 \in G_0$, să fie îndeplinite inegalitățile :

$$4 \frac{\partial f}{\partial x_1} + \left(\frac{\partial f}{\partial x_2} \right)^2 < 0, \quad \left(\frac{\partial^2 f}{\partial x_1 \partial x_2} \right)^2 \leq \frac{\partial^2 f}{\partial x_1^2} \cdot \frac{\partial^2 f}{\partial x_2^2}, \quad \left(\frac{\partial^2 f}{\partial x_1^2} + \frac{\partial^2 f}{\partial x_2^2} \right) u \leq 0. \quad (8)$$

Observînd că relațiile (6) și (7) sînt cazuri particulare ale relației (5) pentru $\varphi \equiv 0$ și respectiv $\varphi = \frac{1}{2} \frac{\partial f}{\partial x_2}$, rezultă — după Bolteanskii [2]

— posibilitatea grupării proceselor dinamice ce urmează a fi studiate în două clase și anume :

— *clasa proceselor dinamice neoscilante*, definite de ecuațiile (1) și relațiile (2) — (5), cu cazurile particulare (6) sau (7);

— *clasa proceselor dinamice oscilante*, definite de ecuațiile (1) și relațiile (2) — (4), (8).

Se demonstrează relativ simplu că nu există procese dinamice neliniare care să îndeplinească relațiile (8) în întreg planul stărilor ci numai pentru un domeniu G_0 mărginit. Procesele liniare descrise de ecuațiile :

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= -\omega_n^2 x_1 - 2\tau \omega_n x_2 + ku \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

îndeplinesc, pentru întreg planul stărilor, relațiile (2) — (4) și (8) dacă $-1 < \tau < +1$, sau relațiile (2) — (5) dacă $|\tau| \geq 1$, ceea ce justifică denumirile „oscilant”, respectiv „neoscilant”.

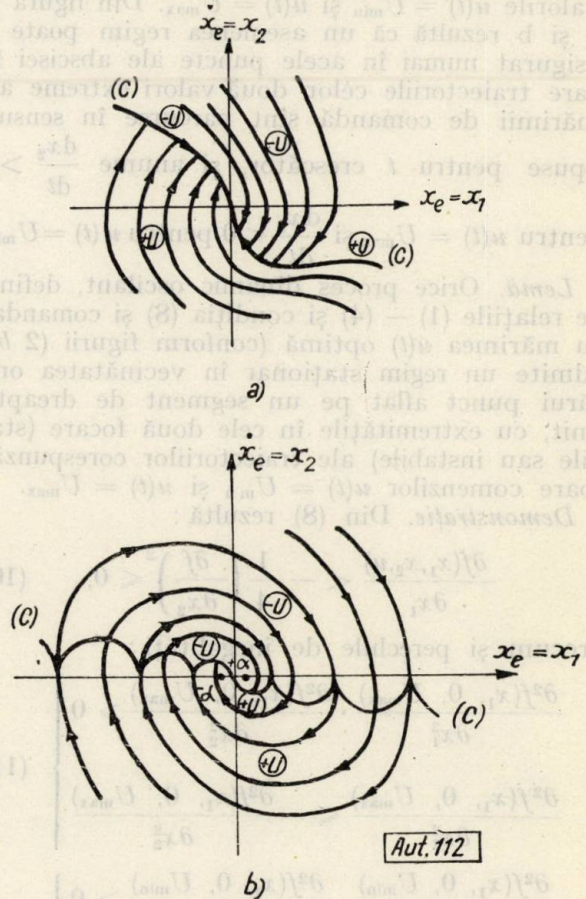


Fig. 2. Reprezentarea traiectoriilor optime în planul stărilor, corespunzătoare mărimilor de comandă $u(t) = U_{\min}$ pentru

— U , respectiv $u(t) = U_{\max}$ pentru $+U$:

a — proces dinamic neoscilant; b — proces dinamic oscilant.

În [2] se demonstrează modul de stabilire a curbei de comutație a mărimii de comandă, cu asigurarea condițiilor suficiente de optim, rezultînd figura 2, a pentru sisteme „neoscilante”, respectiv 2, b pentru sisteme „oscilante”.

2. Considerente analitice pentru o abordare a sintezei optime în sensul cerințelor reglării proceselor industriale

În vederea aplicării în industrie a sistemelor de reglare cu comutația mărimii de comandă, în cele ce urmează se consideră, în analiză, și suprareglarea răspunsului sistemului la semnal treaptă de intrare, implicațiile limitărilor tehnologice impuse procesului industrial considerat, precum și o simplificare a curbei de comutație a procesului oscilant (fig. 2, b).

În cazul reglării automate optime a clasei de procese dinamice definită mai sus, datorită utilizării a numai două valori $U_{\min}$ și $U_{\max}$ pentru mărimea de comandă, rezultă un regim staționar corespunzător unui ciclu limită, într-o vecinătate oricât de restrânsă a originii planului stărilor, rezultat din comutarea, cu o frecvență suficient de ridicată, a mărimii de comandă cu valorile $u(t) = U_{\min}$ și $u(t) = U_{\max}$. Din figura 2, a și b rezultă că un asemenea regim poate fi asigurat numai în acele puncte ale abscisei în care traiectoriile celor două valori extreme ale mărimii de comandă sînt parcurse în sensuri opuse pentru t crescător, și anume $\frac{dx_2}{dt} > 0$

pentru $u(t) = U_{\max}$ și $\frac{dx_2}{dt} < 0$ pentru $u(t) = U_{\min}$.

Lemă. Orice proces dinamic oscilant, definit de relațiile (1) — (4) și condiția (8) și comandat cu mărimea $u(t)$ optimă (conform figurii (2 b)), admite un regim staționar în vecinătatea oricărui punct aflat pe un segment de dreaptă finit, cu extremitățile în cele două focare (stabile sau instabile) ale traiectoriilor corespunzătoare comenzilor $u(t) = U_{\min}$ și $u(t) = U_{\max}$.

Demonstrație. Din (8) rezultă:

$$\frac{\partial f(x_1, x_2, u)}{\partial x_1} < -\frac{1}{4} \left(\frac{\partial f}{\partial x_2} \right)^2 < 0, \quad (10)$$

precum și perechile de inegalități:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial^2 f(x_1, 0, U_{\max})}{\partial x_1^2} \cdot \frac{\partial^2 f(x_1, 0, U_{\max})}{\partial x_2^2} &\geq 0 \\ \frac{\partial^2 f(x_1, 0, U_{\max})}{\partial x_1^2} &\leq -\frac{\partial^2 f(x_1, 0, U_{\max})}{\partial x_2^2} \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial^2 f(x_1, 0, U_{\min})}{\partial x_1^2} \cdot \frac{\partial^2 f(x_1, 0, U_{\min})}{\partial x_2^2} &\geq 0 \\ \frac{\partial^2 f(x_1, 0, U_{\min})}{\partial x_1^2} &\geq -\frac{\partial^2 f(x_1, 0, U_{\min})}{\partial x_2^2} \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Din condițiile de compatibilitate a inegalităților (11), respectiv (12), se obține imediat:

$$\frac{\partial^2 f(x_1, 0, U_{\max})}{\partial x_1^2} < 0, \quad \frac{\partial^2 f(x_1, 0, U_{\min})}{\partial x_1^2} > 0, \quad (13)$$

astfel încît din (10) și (13) rezultă că variația funcțiilor $f(x_1, 0, U_{\max})$ și $f(x_1, 0, U_{\min})$ în raport cu x_1 se reprezintă sub forma unor curbe monotone descrescătoare, și anume convexă pentru $f(x_1, 0, U_{\max})$ și concavă pentru $f(x_1, 0, U_{\min})$.

Această observație, împreună cu relațiile (4), conduce la o reprezentare a funcției $f(x_1, 0, u)$ ca în figura 3, rezultînd că funcțiile $f(x_1, 0, U_{\max})$ și $f(x_1, 0, U_{\min})$ au semne opuse numai pentru $x_1 \in [x_{1\beta}, x_{1\alpha}]$.

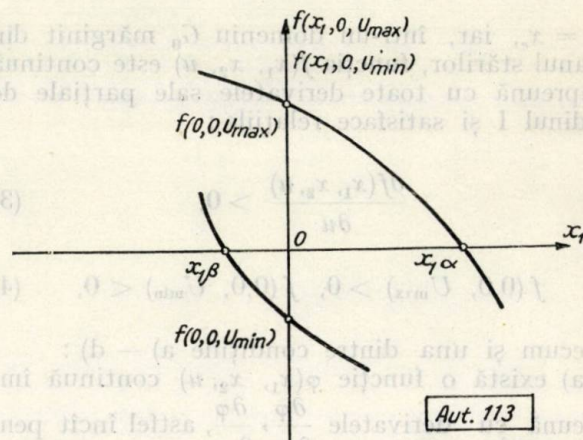


Fig. 3. Variația funcției $f(x_1, 0, u)$ în raport cu x_1 pentru $u = U_{\min}$ și $u = U_{\max}$.

Din [4] rezultă că punctele singulare ale sistemului de ecuații (1), și anume punctele familiei de traiectorii din planul stărilor în care panta:

$$\frac{dx_2}{dx_1} = \frac{f(x_1, x_2, u)}{x_2} \quad (14)$$

este nedeterminată, sînt date de relațiile:

$$\left. \begin{aligned} f(x_1, x_2, u) &= 0 \\ x_2 &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

iar pentru traiectoriile de tip spirală ale proceselor dinamice neliniare oscilante, aceste puncte singulare sînt chiar focare (stabile sau instabile).

Din demonstrația de mai sus, figura 3 și din (15) rezultă că focarele corespunzătoare mărimilor $u = U_{\max}$ și $u = U_{\min}$ au coordonatele $(x_{1\beta}, 0)$ și $(x_{1\alpha}, 0)$, corespunzînd anulării funcțiilor $f(x_1, 0, U_{\min})$, respectiv $f(x_1, 0, U_{\max})$.

Teorema 1. Fie un sistem automat de reglare optimală a unui proces dinamic definit de relațiile (1) — (4) și una dintre condițiile (5) — (8), și fie D mulțimea închisă a punctelor din planul stărilor în care poate fi condus procesul, considerînd oricare dintre stările de regim staționar drept punct de plecare; atunci pentru orice condiții inițiale $(x_{10}, x_{20}) \in D$ și pentru orice semnal tip treaptă care stabilește pentru mărimea prescrisă $q(t)$ o valoare Q astfel încît $x_{1\beta} < Q < x_{1\alpha}$,

sistemul automat considerat este optim în sensul asigurării timpului minim de răspuns și a suprareglării minime.

Demonstrație. Din examinarea figurilor 4 și 2 se impune următoarea propoziție: pentru domeniul D — în condițiile enunțate în cadrul teoremei 1 — procesul dinamic oscilant se comportă identic cu un proces dinamic neoscilant, conform figurii 2, a.

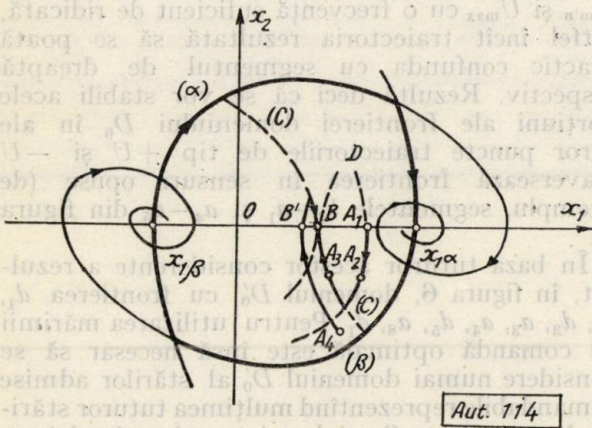


Fig. 4. Domeniul de reglare D pentru proces dinamic oscilant.

Deci întotdeauna, pentru clasa de procese dinamice considerată, traiectoriile optime ca rapiditate sînt formate din cel mult două arce aparținînd traiectoriilor corespunzătoare valorilor extreme $U_{\min}$ și $U_{\max}$ ale mărimii de comandă. Din toate aceste considerente rezultă imediat — prin modul de definire a suprareglării — că trecerea dintr-o stare de regim staționar $x_0(A_1, 0)$ într-o altă stare de regim staționar $x_f(B, 0)$ se efectuează fără suprareglare (fig. 4), pentru orice $A_1, B \in [x_{1\beta}, x_{1\alpha}]$; în plus, se poate afirma că din orice stare inițială conținută în D se ajunge în B conform figurii 2, a — cu cea mai mică depășire a valorii de regim staționar final din toate cazurile posibile — $u(t) \in [U_{\min}, U_{\max}]$, datorită faptului că, după momentul comutării, traiectoria optimală se îndreaptă spre abscisă cu panta maximă admisă, corespunzătoare valorii extreme a mărimii de comandă. Pentru exemplificare s-au reprezentat în figura 4 traiectoriile punctului de stare cu pozițiile inițiale A_1, A_2, A_3 (fără depășirea valorii staționare finale a variabilei x_1) și traiectoria cu poziția inițială A_4 ; din analiza figurilor 4 și 2, b rezultă că, în condițiile date, nu există o altă strategie, afară de cea corespunzătoare optimului ca rapiditate, care să poată conduce la o depășire mai mică decît BB' , astfel încît rezultă că se asigură simultan atît minimul timpului de răspuns cît și minimul abaterii maxime a variabilei x_1 față de valoarea de regim staționar final.

3. Formularea problemei sintezei optimale, în sensul minimizării suprareglării și a timpului de răspuns

Luînd în considerare faptul că punctul de stare al proceselor dinamice din clasa mai sus definită nu poate ajunge în afara domeniului D decît în cazul apariției unor mărimi perturbatoare puternice, este indicată următoarea formulare a problemei de optimizare, cu implicații practice deosebite:

Teorema 2. Conducerea optimală a unui proces dinamic definit de relațiile (1)–(4) și una din condițiile (5)–(8) dintr-o stare dată a domeniului admis G_0 din planul stărilor, într-o stare finală $B(Q, 0)$ impusă prin mărimea prescrisă $q(t) = Q, B \in G_0$, se efectuează stabilind valoarea $U_{\min}$ pentru mărimea de comandă $u(t)$, dacă punctul curent de stare se află situat deasupra curbei de comutație C sau pe curba de comutație la stînga stării finale B , și valoarea $U_{\max}$ pentru restul domeniului G_0 , curba de comutație fiind construită conform figurii 5.

Din comparația figurilor 5, b și 2, b rezultă că, pentru toate traiectoriile care intersectează abscisa în intervalul $[x'_1, x''_1]$, sistemul se comportă optim, minimizînd atît timpul de răspuns cît și abaterea maximă a variabilei x_1 față de valoarea de regim staționar final. Pentru celelalte traiectorii din domeniul G_0 , sistemul va minimiza abaterea maximă a lui x_1 , comportîndu-se însă ca un sistem suboptimal din punctul de vedere al timpului de răspuns; dezavan-

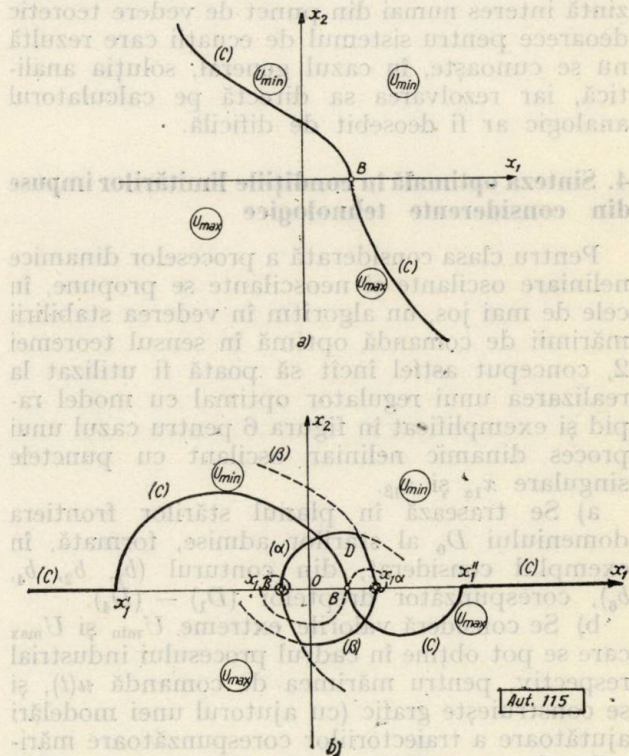


Fig. 5. Curbele de comutație optimă (C) în sensul minimizării timpului de răspuns și suprareglării, pentru procese dinamice neoscilante (a) și oscilante (b).

tajul unui asemenea mod de funcționare este neesențial, deoarece pe de o parte este puțin probabilă existența unor perturbații puternice care să conducă sistemul atât de mult în afara domeniului D , iar pe de altă parte diferența care rezultă între timpii de răspuns corespunzătorii unei asemenea situații pentru sistemele din figurile 2, b și 5, b este relativ redusă.

Acest mod de abordare a reglării automate optimale este însă avantajos atât prin reducerea abaterii maxime a variabilei x_1 , cât mai ales prin simplificarea considerabilă a dispozitivelor electronice din componența regulatorului optimal.

În proiectarea sistemelor automate industriale este întotdeauna necesar să se ia în considerare valorile extreme admise ale mărimilor care intervin în desfășurarea procesului tehnologic și care — în cazul proceselor dinamice de ordinul II — pot fi reprezentate sub forma unor combinații liniare ale mărimii de ieșire x_1 și derivatei acesteia $\dot{x}_1 = x_2$, rezultând în planul stărilor un domeniu D_0 al stărilor admise.

În scopul unei utilizări eficiente a întregului domeniu D_0 , cu efecte directe asupra îmbunătățirii performanțelor sistemului automat, nu este indicată evitarea depășirii frontierelor domeniului D_0 printr-o limitare corespunzătoare a mărimii de comandă $u(t)$, rezultând prin aceasta, în general, o restrângere accentuată a domeniului utilizat din planul stărilor.

Metoda de sinteză completă, cu considerarea întregului domeniu admis D_0 , este prezentată în capitolul 6 al monografiei [1], însă prezintă interes numai din punct de vedere teoretic deoarece pentru sistemul de ecuații care rezultă nu se cunoaște, în cazul general, soluția analitică, iar rezolvarea sa directă pe calculatorul analogic ar fi deosebit de dificilă.

4. Sinteza optimală în condițiile limitărilor impuse din considerente tehnologice

Pentru clasa considerată a proceselor dinamice neliniare oscilante și neoscilante se propune, în cele de mai jos, un algoritm în vederea stabilirii mărimii de comandă optimă în sensul teoremei 2, conceput astfel încât să poată fi utilizat la realizarea unui regulator optimal cu model rapid și exemplificat în figura 6 pentru cazul unui proces dinamic neliniar oscilant cu punctele singulare $x_{1\alpha}$ și $x_{1\beta}$.

a) Se trasează în planul stărilor frontiera domeniului D_0 al stărilor admise, formată, în exemplul considerat, din conturul (b_1, b_2, b_4, b_6) , corespunzător dreptelor $(D_1) - (D_4)$.

b) Se consideră valorile extreme $U_{\min}$ și $U_{\max}$ care se pot obține în cadrul procesului industrial respectiv, pentru mărimea de comandă $u(t)$, și se construiește grafic (cu ajutorul unei modelări ajutoare a traiectoriilor corespunzătoare mărimilor de comandă $U_{\min}$ și $U_{\max}$) un domeniu $D'_0 \subset D_0$, astfel încât sistemul să poată fi condus, în interiorul acestui domeniu, din orice punct de

stare pe abscisa planului stărilor fără a ieși în afara domeniului D_0 .

În vederea acestei operații este necesar să se stabilească (de asemenea cu ajutorul unei modelări auxiliare a traiectoriilor de tip $+U$ și $-U$, adică a traiectoriilor corespunzătoare comenziilor $u(t) = U_{\max}$, respectiv $u(t) = U_{\min}$) segmentele de dreaptă, conținute în frontiera domeniului D_0 , de-a lungul cărora se poate realiza un regim de alunecare; un asemenea regim se realizează prin comutarea mărimii $u(t)$ pe valorile $U_{\min}$ și $U_{\max}$ cu o frecvență suficient de ridicată, astfel încât traiectoria rezultată să se poată practic confunda cu segmentul de dreaptă respectiv. Rezultă deci că se vor stabili acele porțiuni ale frontierei domeniului D_0 în ale căror puncte traiectoriile de tip $+U$ și $-U$ traversează frontiera în sensuri opuse (de exemplu, segmentele b_7-a_1 și a_4-a_5 din figura 6).

În baza tuturor acestor considerente a rezultat, în figura 6, domeniul D'_0 cu frontiera $d_1, d_2, d_3, a_3, a_4, d_5, a_8, d_1$. Pentru utilizarea mărimii de comandă optimală este însă necesar să se considere numai domeniul D'_0 al stărilor admise comandabile reprezentând mulțimea tuturor stărilor în care poate fi condus sistemul optimal (rea-

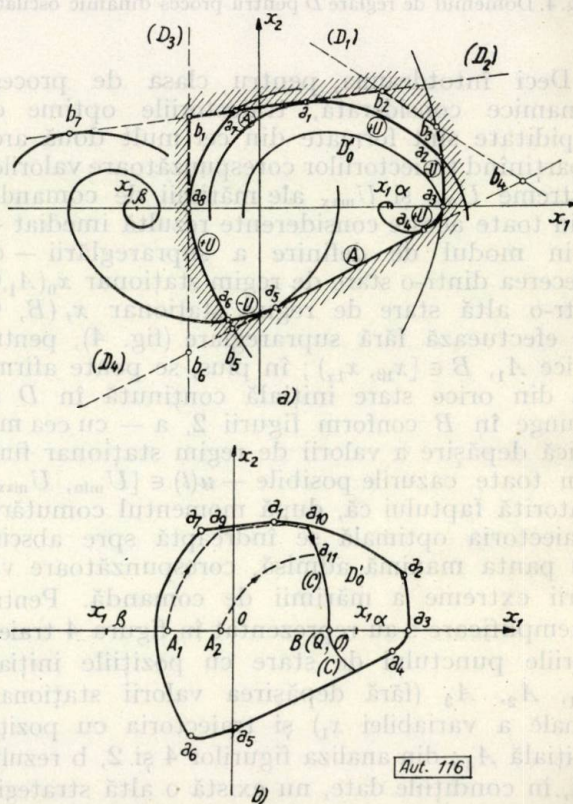


Fig. 6. Reprezentarea domeniilor D_0 , al stărilor admise, și D'_0 al stărilor admise comandabile :

a — modul de formare a frontierei $D_0 (d_1, d_2, d_3, d_4)$ și a frontierei $D'_0 (a_1-a_7-a_8)$ mărimile încercuite $+U$ și $-U$ reprezintă simbolic valorile corespunzătoare $U_{\max}$ și $U_{\min}$ ale mărimii de comandă $u(t)$, conform figurii 1, a; A reprezintă comanda care asigură regimul de alunecare; b — reprezentarea a două traiectorii optimale conținute în D'_0 .

lizat conform teoremei 2) din orice stare inițială conținută în D'_0 .

c) Se stabilește frontiera domeniului D'_0 având în exemplul din figura 6, conturul $a_1 - a_7 - a_1$ și se determină, prin modelare auxiliară sau analitic, punctele a_3 și a_8 de intersecție cu abscisa. Se observă că porțiunile a_7 , a_1 și a_4 a_5 din frontiera domeniului D'_0 sînt segmente de dreaptă de-a lungul cărora punctul de stare se poate deplasa printr-un regim de alunecare.

d) Stabilirea mărimii de comandă optimă $u(t)$ se efectuează pe baza următoarei teoreme:

Teorema 3. Fie un proces dinamic neliniar de ordinul II definit de relațiile (1)–(4) și una din condițiile (5)–(8), pentru care s-a determinat domeniul D'_0 al stărilor admise comandabile și curba (C) de comutație optimă în sensul teoremei 2. Mărimia de comandă optimă $u(t)$ se stabilește în modul următor:

— pentru stările reprezentate prin puncte aflate în interiorul domeniului D'_0 (excluzînd frontiera $F_{D'_0}$), $u(t)$ ia valoarea $U_{\min}$ pentru punctele de deasupra curbei (C) sau pe porțiunea curbei (C) aflată la stînga stării finale $B(Q, 0)$ sau valoarea $U_{\max}$ pentru restul domeniului D'_0 / $F_{D'_0}$;

— pentru stările reprezentate prin puncte aflate pe frontiera $F_{D'_0}$, mărimea $u(t)$ va avea valorile corespunzătoare asigurării deplasării punctului de stare în continuare pe această frontieră pînă în momentul în care frontiera intersec-tează acea porțiune a curbei (C) care va conduce sistemul în starea finală $B(Q, 0)$, fără a mai intersecta frontiera $F_{D'_0}$.

Pentru demonstrarea acestei teoreme se observă că prima parte corespunzătoare domeniului D'_0 / $F_{D'_0}$ este o consecință directă a teoremei 2. În cazul în care punctul de stare al sistemului se află pe frontiera $F_{D'_0}$, se observă că viteza de variație în timp a semnalului de ieșire x al sistemului este cu atît mai mare cu cît derivata sa $\dot{x}_2$ este mai mare; în cazul limitărilor considerate însă, valoarea maximă a lui $\dot{x}_2$ corespunde însăși frontierei $F_{D'_0}$, iar deplasarea în continuare a punctului de stare pe frontieră este posibilă prin însuși modul de construcție a domeniului D'_0 , frontiera sa fiind formată fie din porțiuni de traiectorii rezultate prin aplicarea mărimii de comandă $u(t) = U_{\max}$ sau $U_{\min}$, fie din segmente de dreaptă obținute printr-un regim de alunecare. În figura 6, b se exemplifică aplicarea teoremei 3 rezultînd pentru stările inițiale A_1 și A_2 , traiectoriile optimele A_1 , a_9 , a_{10} , B și, respectiv, A_2 , a_{11} , B , pentru mărimea de intrare tip treaptă $x_i(t) = Q$ a sistemului automat. Se observă că în primul caz, pe porțiunile A_1 a_9 și a_{10} , mărimea de comandă este $u(t) = U_{\max}$, iar segmentul a_9 a_1 se obține printr-un regim de alunecare.

5. Sistem automat optimal cu limitări în planul stărilor, modelat pe calculatorul analogic MEDA T-41A

Pentru exemplificarea metodei de sinteză a sistemelor de conducere optimală a proceselor industriale de ordinul II s-a modelat, pe calculatorul analogic MEDA T-41A, un asemenea sistem [6] avînd funcția de transfer a părții fixate a procesului:

$$y_F(s) = \frac{k}{s^2 + 2\tau\omega_n s + \omega_n^2}, \quad 0 < \tau < 1, \quad (16)$$

cu limitarea variabilei de comandă:

$$-10 \text{ V} \leq u(t) \leq 10 \text{ V} \quad (17)$$

și a variabilelor de stare:

$$-x_e - d_2 x_i \leq 10 \alpha_1, \quad (18)$$

α_1 și α_2 fiind coeficienții pozitivi subunitari.

În figura 7 se prezintă elementele principale al schemei realizate pe calculator. Mărimea de intrare $x_i(t)$ și derivata sa $\dot{x}_i(t)$ se obțin de la un circuit suplimentar care asigură, în cazul semnalului treaptă, $\dot{x}_i(t) \equiv 0$ și care formează semnalul tip rampă sau semnalul sinusoidal de intrare, astfel încît $x_i(t)$ să se obțină prin integrarea semnalului $\dot{x}_i(t)$; aceasta în vederea obținerii cu precizie, pe calculator, a derivatei semnalului aplicat la intrarea sistemului.

Modelul rapid a fost realizat cu o schemă de legături exterioare identică cu cea a modelului procesului automatizat, păstrînd aceiași coeficienți ai potențioanelor și aceleași valori ale rezistențelor de calcul; s-a modificat însă funcționarea cîmpurilor integratoare utilizate în cadrul modelului rapid, conform figurii 8.

Astfel, prin intermediul unui comutator al calculatorului, pentru aceste integratoare s-a comutat releul D , ale cărui contacte d modifică valoarea capacității de la $5 \mu\text{F}$ la 25 nF (fig. 8, a), iar relelele A și E au fost conectate la un circuit comandat de un amplificator autobasculant, rezultînd comutarea acestora (conform figurii 8, b, unde starea 0 corespunde stării contactelor respective a și e din figură). Se obține în acest mod, un regim ciclic de funcționare a modelului rapid care va modela funcționarea procesului automatizat într-un sistem de $\alpha = 200$ ori mai rapid, conform [5], pornind din condiții inițiale identice cu starea procesului din momentul respectiv, ceea ce se realizează cu ajutorul circuitului în care este conectat amplificatorul A_7 (fig. 7).

Comanda optimală se stabilește printr-o schemă logică cu contacte, care îndeplinește condițiile impuse de teorema 2, utilizînd informații asu-

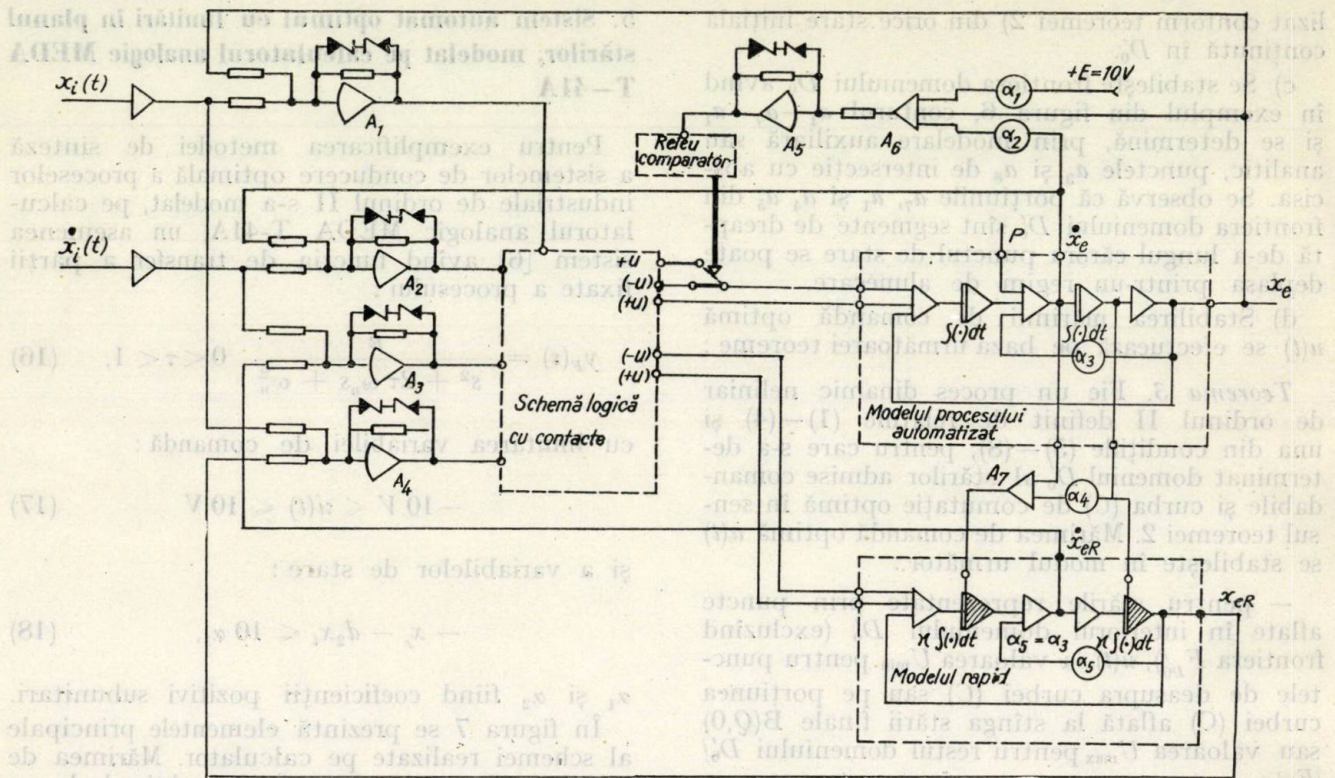


Fig. 7. Schema de principiu a sistemului optimat modelat pe calculatorul MEDA T-41A.

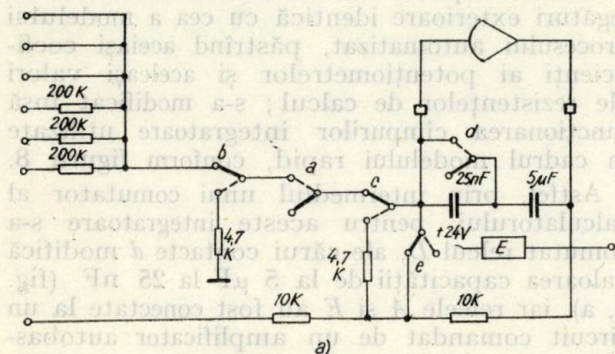


Fig. 8. Realizarea regimului ciclic de funcționare a integratoarelor modelului rapid:

a — schema de principiu a unui cimp integrator al calculatorului MEDA avind contactele releele reprezentate în poziția corespunzătoare regimului „condiții inițiale” din funcționarea ciclică; b — diagramele de funcționare în timp ale releele A și E.

pră trecherilor prin zero ale mărimilor de eroare $x_e(t) - x_i(t)$, $x_{eR}(t) - x_i(t)$ și ale derivatelor acestora, cu o amplificare prealabilă foarte mare (200–1 000), asigurată de amplificatoarele A_1-A_4 (s-a introdus în reacție dioda Zener DZ-310 pentru limitarea tensiunii de ieșire la ± 10 V).

În figura 9 s-au reprezentat înregistrările traiectoriilor din planul stărilor, obținute prin modelarea pe calculator a funcționării sistemu-

lui, pentru diferite semnale tip treaptă aplicate la intrare; se observă în ambele figuri 9, a și 9, b realizarea limitării impuse de relația (18) sub forma unui segment de dreaptă în semiplanul inferior. Limitarea este comandată de circuitul în care sînt introduse amplificatoarele A_5 și A_6 (fig. 7), prin comutarea semnalului $u(t)$ pe valoarea $+U$ în momentele în care amplificatoarele A_6 și A_5 indică inversarea sensului inegalității (18).

Cu ajutorul modelului realizat pe calculatorul MEDA s-a studiat și comportarea unui sistem optimal de ordinul II la semnal de intrare de tip rampă [6], obținându-se rezultatele din figurile 10 și 11, cu excepția cazului IV corespunzător utilizării unui dispozitiv predictor al mărimii de intrare.

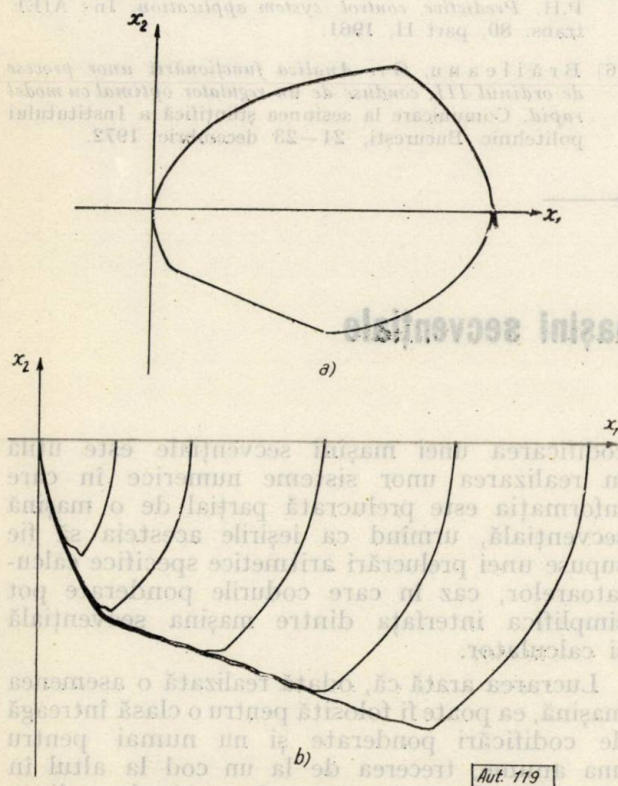


Fig. 9. Traiectoriile din planul stărilor $x_1 = x_e$, $x_2 = \dot{x}_e$; a) - traiectoria de stare corespunzătoare unui semnal treaptă de intrare urmat de un semnal treaptă negativă avînd aceeași amplitudine; b) - traiectorii de stare pentru diferite condiții inițiale, în absența semnalului de intrare.

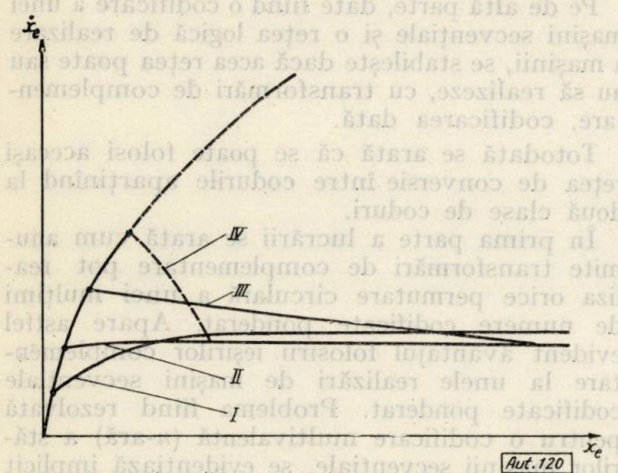


Fig. 10. Traiectorii de stare pentru semnal de intrare tip rampă:

I - schema de formare a $u(t)$ nu ia în considerare derivatele semnalelor $x_i(t)$ și $x_{eR}(t)$ (ceea ce, în cazul semnalului de intrare tip treaptă, asigură o funcționare corectă); II - schema de formare a $u(t)$ nu ia în considerare derivata semnalului $x_{eR}(t)$; III - schema sistemului optimal este cea din figura 7; IV - la intrările amplificatoarelor A_3 și A_4 se conectează mărimile prezise ale semnalului de intrare și derivatei sale, în locurile $x_i(t)$ și $\dot{x}_i(t)$.

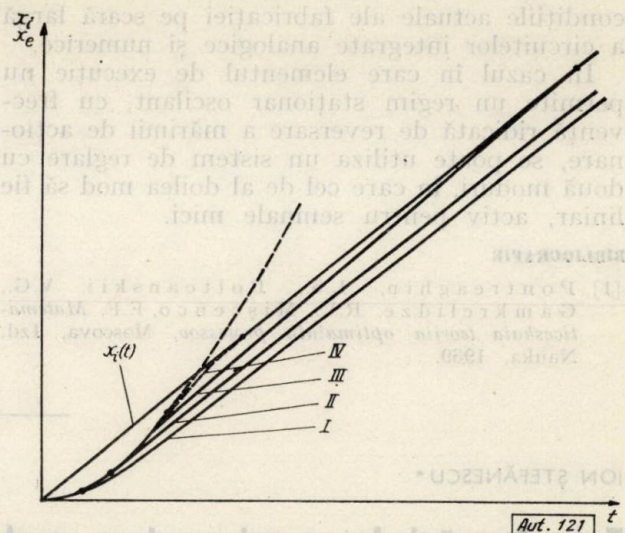


Fig. 11. Variația mărimii de ieșire a sistemului optimal pentru semnalul tip rampă de intrare, în cazurile I-IV prezentate în figura 10.

6. Concluzii

Rezultatele obținute de autor prin studiul teoretic al problemei sintezei optimale — în sensul minimizării timpului de răspuns și a suprareglării — a sistemelor neliniare de ordinul II sînt concretizate în teoremele 1-3; acestea, combinate cu metoda stabilirii curbei de comutație optimală cu predicție prin model rapid, permit, așa cum s-a arătat mai sus, rezolvarea completă a problemei în cazul general al proceselor neliniare de ordinul II cu limitări în planul stărilor, impuse din considerente tehnologice.

S-a arătat, de asemenea, prin înregistrările reprezentate în figurile 10 și 11, că modul de realizare a modelării pe calculator trebuie să țină seama de tipul semnalelor care se aplică la intrare. Într-adevăr, în cazul sistemelor destinate funcționării numai cu semnale tip treaptă, se poate renunța la amplificatorul A_3 precum și la circuitul de formare a semnalului $x(t)$, fără a modifica funcționarea sistemului; în schimb, în cazul semnalului de intrare rampă, funcționarea nu devine satisfăcătoare decît în cazul introducerii unui dispozitiv suplimentar de prezicere a semnalului de intrare, pentru un interval de timp corespunzător funcționării modelului rapid.

Clasa considerată de regulatoare optimale are un cîmp larg de aplicabilitate, în special în domeniul acționărilor electrice, caracterizate prin funcții de transfer ale procesului automatizat cunoscute și avînd doi sau trei poli dominanți, mărime de comandă limitată și limitări ale curenților sau accelerației motorului. Desigur, trecerea de la modelul analogic prezentat în această lucrare la prototipul industrial al regulatorului optimal poate fi efectuată simplu în

condițiile actuale ale fabricației pe scară largă a circuitelor integrate analogice și numerice.

În cazul în care elementul de execuție nu permite un regim staționar oscilant, cu frecvență ridicată de reversare a mărimii de acționare, se poate utiliza un sistem de reglare cu două moduri, în care cel de al doilea mod să fie liniar, activ pentru semnale mici.

BIBLIOGRAFIE

[1] Pontreaghin, L.S., Bolteanskii, V.G., Gamkrelidze, R.V., Mișcenko, E.F. *Matematicheskaia teoriia optimalnîkh professov*. Moscova, Izd. Nauka, 1969.

[2] Bolteanskii, V.G. *Matematicheskie metodî optimalnogo upravleniia*. Moscova Izd. Nauka, 1969.

[3] Călin, S., Belea, T. *Sisteme automate adaptive și optimale*. București, Ed. tehnică, 1971.

[4] Gibson, J.E. *Sisteme automate neliniare*. București, Ed. tehnică, 1967.

[5] Chestnut, H., Solecito, E.F., Trautman, P.H. *Predictive control system application*. În: AIEE trans. 80, part II, 1961.

[6] Brăileanu, Gr. *Analiza funcționării unor procese de ordinul III, conduse de un regulator optimal cu model rapid*. Comunicare la sesiunea științifică a Institutului politehnic București, 21–23 decembrie 1972.

ION ȘTEFĂNESCU*

Transformări de complementare pentru mașini secvențiale codificate ponderat

Lucrarea evidențiază un aspect — neconsiderat pînă acum — al proiectării logice, cu module funcționale, a aparatului numeric.

Se știe că unei mașini secvențiale îi corespund, în general, mai multe rețele logice care o realizează în funcție de modulele funcționale folosite și de diferitele moduri de interconectare ale acestor module pentru o anumită codificare a stărilor mașinii. Un exemplu tipic de prezentare a acestui aspect de proiectare logică îl constituie sinteza după cod a schemelor de numărare [3].

Un alt aspect al proiectării logice cu module funcționale — neevidențiat pînă acum — constă în faptul că o interconectare de module funcționale, construită pentru o anumită codificare a unei mașini secvențiale, poate fi utilă pentru o clasă întreagă de codificări (deci de programe funcționale) ale acestei mașini, acest lucru datorîndu-se potențialului funcțional mare al modulelor (modularizarea este făcută să acopere o gamă largă de utilizări).

Lucrarea prezintă tocmai acest aspect al proiectării logice, pentru cazul particular al mașinilor secvențiale cu codificare ponderată a stărilor.

Ideea de la care s-a pornit a fost următoarea:

Dată fiind o anumită interconectare a unor celule standard de memorare, realizînd o mașină secvențială dată, ce transformări comode se pot aplica ieșirilor — și nu legăturilor interne — astfel ca să se obțină noi programe funcționale?

Soluția prezintă interes în cazul codificării ponderate a stărilor unei mașini secvențiale.

Codurile ponderate reprezintă o parte destul de restrînsă a codurilor, dar folosirea lor în

codificarea unei mașini secvențiale este utilă în realizarea unor sisteme numerice în care informația este prelucrată parțial de o mașină secvențială, urmînd ca ieșirile acesteia să fie supuse unei prelucrări aritmetice specifice calculatoarelor, caz în care codurile ponderate pot simplifica interfața dintre mașina secvențială și calculator.

Lucrarea arată că, odată realizată o asemenea mașină, ea poate fi folosită pentru o clasă întreagă de codificări ponderate și nu numai pentru una anumită, trecerea de la un cod la altul în respectiva clasă (se face abstracție de ordinea coloanelor de cod) efectuîndu-se prin operații de complementare, așa cum se va stabili în continuare.

Pe de altă parte, date fiind o codificare a unei mașini secvențiale și o rețea logică de realizare a mașinii, se stabilește dacă acea rețea poate sau nu să realizeze, cu transformări de complementare, codificarea dată.

Totodată se arată că se poate folosi aceeași rețea de conversie între codurile aparținînd la două clase de coduri.

În prima parte a lucrării se arată cum anumite transformări de complementare pot realiza orice permutare circulară a unei mulțimi de numere codificate ponderat. Apare astfel evident avantajul folosirii ieșirilor complementare la unele realizări de mașini secvențiale codificate ponderat. Problema fiind rezolvată pentru o codificare multivalentă (n -ară) a stărilor mașinii secvențiale, se evidențiază implicit că operatorul de complementare merită a fi luat în considerare la realizarea unei algebre logice multivalente. De altfel, folosirea lui în realizarea logică a elementelor de memorie multivalentă s-a dovedit pe deplin justificată [4].

* Ing. I. Ștefănescu lucrează la Institutul de fizică atomică — București.

În ultima parte a lucrării se prezintă aplicarea transformărilor de complementare la schemele de numărare cu codificare binară ponderată, relevându-se faptul că uneori nu se observă că pentru un același cod de numărare există mai multe realizări diferite, date însă în cataloage separat pentru coduri diferite aparținând aceleiași clase.

Se prezintă și o aplicație privind realizarea simplificată a unor circuite de adunare în Z_N .

1. Codificări ponderate

Se consideră cele N stări ale unei mașini secvențiale reprezentate prin numerele din mulțimea :

$$Z_N = \{0, 1, 2, \dots, N-1\}. \quad (1)$$

Fiecare stare din Z_N este codificată printr-o listă de K numere aparținând mulțimii :

$$Z_S = \{0, 1, 2, \dots, S-1\}, \text{ unde } S < N. \quad (2)$$

Codificarea este ponderată, ponderile fiind reprezentate de mulțimea de K numere :

$$P_K = \{p_1, p_2, \dots, p_K\} \subset Z_N. \quad (3)$$

Reprezentarea codificată a lui Z_N poate fi dată astfel :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ \vdots \\ N-1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{01} & \dots & a_{0K} \\ a_{11} & \dots & a_{1K} \\ \vdots & & \vdots \\ a_{N-1,1} & \dots & a_{N-1,K} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \\ \vdots \\ p_K \end{bmatrix} \pmod{N} \quad (4)$$

unde $a_{ji} \in Z_S$, ($j = 0, 1, \dots, N-1$, $i = 1, 2, \dots, K$).

Deci un element $j \in Z_N^*$ este definit astfel :

$$j = \left(\sum_{i=1}^K a_{ji} \cdot p_i \right) \pmod{N}. \quad (5)$$

Adesea un cod ponderat se reprezintă printr-o matrice ale cărei elemente aparțin lui Z_S , ale cărei linii au nume elementele lui Z_N și ale cărei coloane au nume ponderile :

$$\begin{matrix} & p_1 & p_2 & \dots & p_i & \dots & p_K \\ \begin{matrix} 0 \\ 1 \\ \vdots \\ j \\ \vdots \\ N-1 \end{matrix} & \begin{bmatrix} a_{01} & a_{02} & \dots & a_{0i} & \dots & a_{0K} \\ a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1i} & \dots & a_{1K} \\ \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots \\ a_{j1} & a_{j2} & \dots & a_{ji} & \dots & a_{jK} \\ \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots \\ a_{N-1,1} & a_{N-1,2} & \dots & a_{N-1,i} & \dots & a_{N-1,K} \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (6)$$

2. Permutări circulare în Z_N și transformări de complementare

Se caută o transformare care să permută circular, într-un sens sau altul, pe Z_N .

Dat fiind $j \in Z_N$ și notînd prin $T(j)$ transformata lui j , $T(j)$ se caută a fi de forma :

$$T(j) = A \cdot j + B, \text{ orice } j \in Z_N, \quad (7)$$

unde $A = +1$ sau -1 , iar A și B sînt constante pentru orice $j \in Z_N$.

Se caută de asemenea descompunerea lui $T(j)$ în transformate liniare aplicate separat pe coloane asupra elementelor a_{ji} și asupra ponderilor, păstrînd totodată și forma (7) pentru fiecare produs $a_{ji} \cdot p_i$, separat.

Prin urmare $T(j)$ căutat trebuie să verifice relațiile următoare :

$$\begin{aligned} T(j) &= T\left(\sum_{i=1}^K a_{ji} \cdot p_i\right) = \sum_{i=1}^K T(a_{ji}) \cdot T(p_i) = \\ &= \sum_{i=1}^K (A_i \cdot a_{ji} \cdot p_i + B_i), \end{aligned} \quad (8)$$

unde A_i , B_i sînt constante ale coloanei i , iar $A_i = +1$ sau -1 .

Totodată se caută ca și $T(a_{ji})$ și $T(p_i)$ să fie de forma :

$$T(a_{ji}) = C \cdot a_{ji} + D, \quad (9)$$

$$T(p_i) = E \cdot p_i + F.$$

Operațiile aritmetice din (7), (8) și (9) sînt efectuate modulo N .

Se pune în plus condiția ca transformata $T(a_{ji})$ să nu dea valori mai mari ca S , fapt care ar necesita un transfer între coloane la evaluarea lui j . Deci :

$$T(a_{ji}) < S. \quad (10)$$

Ținînd cont de condițiile de mai sus, un mic calcul stabilește cîteva soluții particulare pentru transformatele $T(a_{ji})$ și $T(p_i)$.

Astfel, considerînd (8) și (9), se ajunge la ecuația :

$$\begin{aligned} T(a_{ji}) \cdot T(p_i) &= C.E.a_{ji} \cdot p_i + C.F.a_{ji} + D.E.p_i + \\ &+ D.F = A_i \cdot a_{ji} \cdot p_i + B_i \end{aligned} \quad (11)$$

Se poate arăta că o soluție a ecuației (11) care verifică și condiția (10) impune următoarele condiții pentru C , D , E și F :

$$\begin{aligned} (C.E) \pmod{N} &= +1 \text{ sau } -1, \\ (C.F) \pmod{N} &= 0, \\ (C.a_{ji} + D) \pmod{N} &< S. \end{aligned} \quad (12)$$

Se pot da două soluții sistemului de ecuații (12), folosind pentru $T(a_{ji})$ și $T(p_i)$ transformări de complementare sau transformări de identitate.

Prima soluție, numită $C_1(i)$, unde i este coloana asupra căreia se aplică transformarea, este dată de valorile:

$$\begin{aligned} C &= E = -1, \\ D &= S-1, \\ F &= N. \end{aligned} \quad (13)$$

Astfel, conform cu (13), transformata $C_1(i)$ aplicată coloanei i se poate reprezenta prin:

$$T(a_{ji}) = S-1-a_{ji}, \quad (j = 0, 1, \dots, N-1),$$

(complementul lui a_{ji} în Z_N , față de $S-1$), (14)

$$T(p_i) = N-p_i, \quad (\text{complementul lui } p_i \text{ în } Z_N, \text{ față de } N).$$

Rezultatul aplicării lui $C_1(i)$ asupra coloanei i este o permutare circulară, în sens direct, a lui Z_N :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ \vdots \\ N-(1-S) \cdot p_i + 1 \\ N-(1-S) \cdot p_i + 2 \\ \vdots \\ N-1 \end{bmatrix} \xrightarrow{C_1(i)} \begin{bmatrix} (1-S) \cdot p_i \\ (1-S) \cdot p_i + 1 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \\ \vdots \\ (1-S) \cdot p_i - 1 \end{bmatrix} \quad (15)$$

A doua soluție, numită $C_2(i)$, pentru (12), este:

$$\begin{aligned} C &= 1, \\ D &= F = 0, \\ E &= -1. \end{aligned} \quad (16)$$

Această soluție conduce la transformata pe coloane $C_2(i)$, reprezentată prin:

$$\begin{aligned} T(a_{ji}) &= a_{ji}, \\ T(p_i) &= N-p_i \end{aligned} \quad (17)$$

Aplicarea lui $C_2(i)$ simultan asupra tuturor coloanelor conduce la următoarea permutare circulară, în sens invers, a lui Z_N :

$$T(j) = N-j, \quad (j = 0, 1, \dots, N-1). \quad (18)$$

Această permutare poate fi ilustrată astfel:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ \vdots \\ N-1 \end{bmatrix} \xrightarrow{C_2(i)} \begin{bmatrix} 0 \\ N-1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} \quad (i=1, 2, \dots, K) \quad (19)$$

Aplicarea lui $C_1(i)$ asupra diferitelor coloane, însoțită sau nu de aplicarea lui $C_2(i)$ asupra tuturor coloanelor, conduce la obținerea oricărei permutări circulare, într-un sens sau altul, a lui Z_N .

3. Caracterizare comună pentru codurile din aceeași clasă. Cod dinamic

Codurile ponderate obținute prin aplicarea transformărilor $C_1(i)$ și $C_2(i)$ asupra unei anume codificări ponderate a lui Z_N se definesc ca fiind parte din aceeași clasă.

Stabilirea clasei de coduri, plecând de la un cod de referință, a fost prezentată mai înainte. Importanța practică a acestei operații s-a arătat că rezidă în faptul că orice schemă logică care realizează unul din codurile aparținând clasei de coduri poate realiza oricare alt cod din clasă, cu condiția complementării unor anumite ieșiri și ponderi.

Problema inversă este la fel de interesantă practic. Ea se poate formula astfel:

Fiind date schema realizării unei mașini secvențiale și codificarea ei ponderată, se cere să se stabilească dacă o altă codificare a acestei mașini aparține sau nu clasei de coduri a realizării. În cazul unui răspuns afirmativ, noul cod poate fi realizat de schema dată cu ieșirile transformate cu ajutorul lui $C_1(i)$ și $C_2(i)$. Problema se rezolvă prin reprezentarea clasei de coduri printr-o matrice canonică, care prezintă tiparul de schimbări de cod între liniile consecutive ale matricei de cod din (6).

Mai jos se dă un algoritm de obținere a matricei canonice:

I — În locul simbolurilor a_{ji} se trec diferențele $a_{ji} - a_{j+1,i}$.

II — Se aranjează liniile ciclind, în sus sau în jos, liniile matricei cu un număr de poziții, astfel ca linia de sus să aibă cel mai mare număr de simboluri $S-1$ ($S-2$, dacă nu există $S-1$ ș.a.m.d.).

III — Se ordonează coloanele folosind orice permutare între ele, astfel ca de la stînga la dreapta numărul simbolurilor $S-1$ ($S-2$, dacă nu există $S-1$ ș.a.m.d.) pe coloană să scadă.

IV — Coloanele cu număr egal de simboluri $S-1$ ($S-2$, dacă nu există $S-1$ ș.a.m.d.) se ordonează astfel ca între două coloane vecine primul simbol $S-1$ ($S-2$, dacă nu există $S-1$ ș.a.m.d.), considerat de sus în jos, care nu apare decît în una din coloane, să figureze în cea din stînga.

Codul reprezentat de matricea canonică va fi numit „cod dinamic”.

Caracterizarea de mai sus este potrivită oricărei clase de coduri, ponderate sau neponderate.

Se dă mai jos, ca exemplu, stabilirea codului dinamic pentru codul binar ponderat 124, dat în (20), în stînga. În (20) prin I, II, III și IV sînt

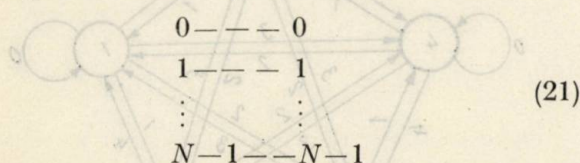
notate etapele descrise în algoritmul prezentat mai înainte pentru obținerea codului dinamic :

124	I	II	III	IV
0 000	100	111	111	111
1 100	110	001	001	010
2 010	100	100	100	100
3 110	111	110	110	101
4 001	001	100	100	100

4. Rețea unică de conversie dintr-o clasă de coduri în alta

Data fiind rețeaua de realizare a unei mașini secvențiale cu stările codificate ponderat, împreună cu o rețea care convertește codul dat într-unul aparținând altei clase de coduri, se poate arăta că orice cod din clasa aparținând realizării mașinii se convertește, cu aceeași rețea de conversie, într-un cod aparținând clasei celeilalte, fără a modifica interconexiunile dintre mașina secvențială și convertor, ci doar aplicând la ieșirile convertorului transformările $C_1(i)$ și $C_2(i)$.

Convertorul de cod realizează următoarea corespondență unu la unu între codificările lui Z_N într-o clasă și în cealaltă :



Afirmațiile de mai sus se pot justifica astfel :

— Dacă codurile din clasa a doua sînt tot ponderate, este necesar ca, la o permutare circulară într-un sens sau altul în prima clasă, ieșirile convertorului să răspundă cu o permutare circulară inversă în clasa a doua de coduri. Astfel dacă starea 0 în prima clasă de coduri este mutată cu p poziții în jos, rezultă că ieșirea convertorului va produce p pentru starea 0 nou codificată, întrucît legăturile dintre rețeaua care realizează mașina în prima clasă de coduri și convertor rămîn neschimbate. Prin urmare, ieșirile convertorului trebuie permutate în sus cu p poziții, astfel ca ieșirea convertorului să răspundă tot cu 0.

Întrucît permutările circulare se realizează prin aplicarea lui $C_1(i)$ și $C_2(i)$, problema este rezolvată după cum s-a propus mai înainte, obținîndu-se codul ponderat din clasa a doua.

— Dacă codurile din clasa a doua nu sînt ponderate sau nu se dorește o asemenea interpretare a lor, se pot păstra neschimbate ieșirile convertorului, schimbîndu-se doar semnificația codului. Astfel, în exemplul de mai sus este suficient să se desemneze cu 0 linia corespunzătoare stării p ș.a.m.d.

Această situație este des întîlnită la matricele de decodificare care au N ieșiri, fiecare reprezentînd una din cele N stări ale lui Z_N .

Trebuie remarcat că tot ce s-a spus mai sus despre conversia dintre clase de coduri nu implică faptul că cele două clase de coduri sînt codificate cu simboluri din mulțimi Z_s cu același S . Este posibil astfel ca o codificare să fie binară ($S = 2$) și alta ternară ($S = 3$) etc.

Ca exemplu particular de aplicare a celor spuse mai sus se poate da lucrarea [1], în care se arată cum se poate folosi decodificatorul BCD — zecimal pentru decodificarea și a altor coduri binar-zecimale.

5. Aplicarea transformărilor de complementare la scheme de numărare cu codificare binară ponderată

Aplicînd transformările $C_1(i)$ și $C_2(i)$ asupra codurilor de numărare binare ponderate (N stări, K semne binare pe stare), se pot genera 2^N coduri ponderate de numărare într-un sens și 2^K coduri ponderate de numărare în celălalt sens.

Astfel :

— Fiind dată o realizare a unui numărător ponderat modulo N , avînd ponderile $p_1, p_2, \dots, p_K$, se pot obține cu aceeași realizare alte $2^K - 1$ coduri ponderate de numărare în același sens, prin complementarea modulo 2, în raport cu 1, a diferitelor coloane, simultan cu complementarea modulo N , în raport cu N , a ponderilor coloanelor complementate (aplicarea transformării $C_1(i)$).

— Oricare dintre cele 2^K coduri de numărare obținute prin procedeul indicat mai sus conduce la un cod ponderat de numărare inversă, prin simpla complementare modulo N , în raport cu N , a tuturor ponderilor (aplicarea transformării $C_2(i)$).

Ca exemplu se dau în continuare toate codurile ponderate obținute, plecînd de la un cod de numărare 124 modulo 5.

În tabela de mai jos sînt date toate codurile rezultante, împreună cu ponderile asociate unei secvențe de numărare într-un sens sau în celălalt sens. Prin „ $\wedge$ ” s-au marcat coloanele complementate, în raport cu codul de referință, dat în colțul din stînga sus. Ponderile numărării de sus în jos sînt așezate deasupra ponderilor de numărare de jos în sus.

124	$\hat{4}24$	$\hat{1}34$	$\hat{1}21$
431	131	421	434
0 000 0	4 100 1	3 010 2	1 001 4
1 100 4	0 000 0	4 110 1	2 101 3
2 010 3	1 110 4	0 000 0	3 011 2
3 110 2	2 010 3	1 100 4	4 111 1
4 001 1	3 101 2	2 011 3	0 000 0
$\hat{4}34$	$\hat{4}21$	$\hat{1}31$	$\hat{4}31$
121	134	424	124
2 110 3	0 101 0	4 011 1	3 111 2
3 010 2	1 001 4	0 111 0	4 011 1
4 100 1	2 111 3	1 001 4	0 101 0
0 000 0	3 011 2	2 101 3	1 001 4
1 111 4	4 100 1	3 010 2	2 110 3

Prin urmare, cu aceeași rețea de numărare în cod 124, construită cu celule binare care au ieșiri directe și complementate, se pot obține toate codurile de numărare din (22). Numărul codurilor realizate de rețeaua de numărare crește, evident, dacă se consideră și permutările între coloane, care fizic se pot realiza prin schimbarea poziției firelor de ieșire, fără a modifica legăturile interne ale rețelei.

Codul dinamic al clasei de coduri din care face parte codul 124 este dat în tabela (20)–IV.

Tot ca exemplu se poate arăta că un circuit de numărare modulo 10 în cod 1248, într-un sens (fie el crescător sau descrescător), sens notat cu plus, poate realiza și codurile de numărare din tabela (23), iar un numărător modulo 10 în cod XS–3 (exces 3) poate realiza și codurile de numărare din tabela (24). Semnul minus este pus să indice că respectivele coduri sînt pentru numărarea inversă, în raport cu codul de referință.

+1248	+1242	-1242	-1262
0 0000	0 0000	0 0000	0 0000
1 1000	1 1000	1 1000	1 1000
2 0100	2 0001	2 0100	2 0100
3 1100	3 1001	3 1100	3 1100
4 0010	4 0101	4 0010	4 0101
5 1010	5 1101	5 1010	5 1101
6 0110	6 0011	6 0110	6 0011
7 1110	7 1011	7 1110	7 1011
8 0001	8 0111	8 0111	8 0110
9 1001	9 1111	9 1111	9 1110

(23)

+1248(XS–3)	+1242	-1248(XS–3)	-1242
0 1100 (3)	0 0000	0 1100 (3)	0 0000
1 0010 (4)	1 1000	1 0010 (4)	1 1000
2 1010 (5)	2 0100	2 1010 (5)	2 0100
3 0110 (6)	3 1100	3 0110 (6)	3 1100
4 1110 (7)	4 0010	4 1110 (7)	4 0010
5 0001 (8)	5 1101	5 0001 (8)	5 1101
6 1001 (9)	6 0011	6 1001 (9)	6 0011
7 0101 (10)	7 1011	7 0101 (10)	7 1011
8 1101 (11)	8 0111	8 1101 (11)	8 0111
9 0011 (12)	9 1111	9 0011 (12)	9 1111

(24)

La codul XS–3 s-au pus în paranteză sumele exacte ale ponderilor, iar în stînga s-au pus valorile convenționale atribuite liniilor de cod în mod obișnuit.

Din exemplul (23) se observă că orice rețea logică, care realizează numărarea într-un sens în codul 1248, realizează totodată și numărarea în sensul celălalt în cod 1242, dacă se complementează primele trei ieșiri. O afirmație similară este valabilă, considerînd (24), și pentru codurile XS–3 și 1242-complementar pentru cazul numărării în același sens, dacă se complementează a patra ieșire.

Uneori în manualele de aplicații ale firmelor de circuite integrate se prezintă realizări logice diferite pentru coduri diferite aparținînd aceleiași clase, fără a se observa că cele două realizări sînt valabile atît pentru un cod cît și pentru celălalt, ca de altfel pentru orice cod din clasa respectivă. Ca exemplu se poate da [2], unde

apare tocmai cazul codurilor menționate mai sus și nu se observă că pentru fiecare cod există deja date (în [2]) cîte două realizări diferite.

6. Aplicarea transformărilor de complementare la simplificarea unor circuite de adunare

Aici se dă un exemplu de aplicare a complementării, de astă dată aplicarea făcîndu-se și asupra intrării circuitului, în scopul descompunerii unui circuit secvențial de adunare cu acumulare a numerelor în Z_N , în două mai simple.

Ca exemplu se dă graful de tranziții al unui circuit de adunare în Z_5 . Atît intrările cît și ieșirile pot fi codificate ponderat (fig. 1).

Circuitul din figura 1 poate fi realizat cu ajutorul circuitului din figura 2, care are diagrama de tranziții mai simplă. Circuitul din figura 2 are o stare în plus, C. Starea C este aceea care detectează tranziții în direcție opusă celor din diagrama din figura 2. Cînd circuitul ajunge în

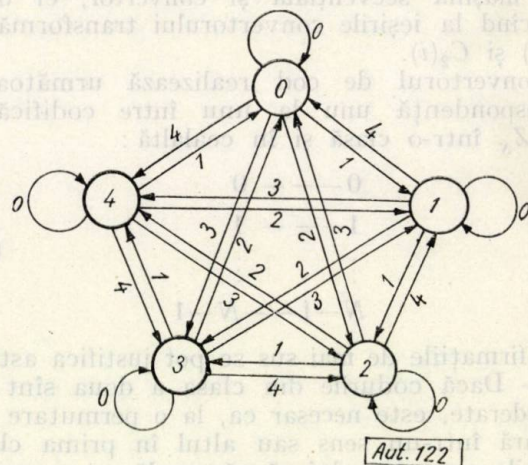


Fig. 1

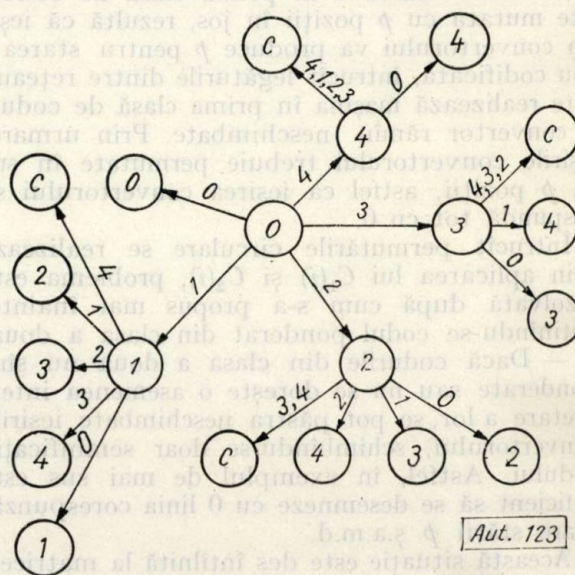


Fig. 2

starea C, declanșează un al doilea circuit care realizează următoarele:

— complementează starea și intrarea (aplică complementarea în scopul folosirii aceleiași diagrame de tranziții și pentru tranzițiile din direcție opusă);

— efectuează apoi în primul circuit tranziția corespunzătoare noii situații;

— recomplementează starea obținută în urma tranziției, rezultatul obținut fiind cel căutat.

Un caz particular al situației de mai sus este folosirea unui numărator care numără într-un sens, la numărarea în sens opus. Acest lucru se realizează astfel: când sosește comanda de

numărare inversă, se complementează starea număratorului, se numără impulsurile de la intrare și apoi rezultatul este obținut printr-o nouă complementare a stării.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Nelson R. L. *Any code goes with IC decoder/drivers*. În: *Electronic design* 18, nr. 13, 21 iun 1970, p. 74.
- [2] Philips. *Application information*, nr. 846, febr 1969.
- [3] Ștefănescu, I. *The synthesis of counters with imposed evolution*. Preprint I.F.A. EN-13-1969.
- [4] Ștefănescu, I. *Celule de memorie digitală*. Teză de doctorat, 1973.

PETRE BELOIU *

Pseudomultiplicatoare paralele

Lucrarea analizează efectuarea operației de înmulțire binară simultană folosind pseudomultiplicatoare paralele combinate cu multiplicatoare paralele.

Înmulțirea simultană a două numere binare se poate face, conform [1], prin:

1. Înmulțirea cu un singur bit

Ea constă în:

a) obținerea simultană a tuturor produselor parțiale rezultate din înmulțirea fiecărui bit al deînmulțitului cu fiecare bit al înmulțitorului. Aceasta se poate realiza cu matrice cu elemente ȘI;

b) deplasarea la dreapta cu un rang a fiecărui produs parțial, obținut din înmulțirea deînmulțitului cu un bit al înmulțitorului, față de produsul parțial precedent, obținând matricea inițială Mo [1];

c) sumarea produselor parțiale cu o rețea de sumatoare elementare pentru a obține produsul.

Dacă:

$$\left. \begin{aligned} A &= a_n 2^n + a_{n-1} 2^{n-1} + \dots + a_k 2^k + \dots + \\ &\quad + a_2 2^2 + a_1 2^1 + a_0 2^0 \\ B &= b_n 2^n + b_{n-1} 2^{n-1} + \dots + b_k 2^k + \\ &\quad + \dots + b_2 2^2 + b_1 2^1 + b_0 2^0 \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

atunci:

$$Z = A \cdot B = \sum_{j=0}^m \sum_{i=0}^n a_i 2^i b_j 2^j = a_0 2^0 b_0 + \dots + a_i b_j 2^{i+j} + \dots + a_n b_m 2^{m+n}. \quad (2)$$

2. Înmulțirea simultană cu mai mulți biți contigui

Dacă A și B se împart în grupe de câte doi biți consecutivi, atunci (1) și (2) devin (3) și (4)

$$A = a_n a_{n-1} 2^{n-1} + a_{n-2} a_{n-3} 2^{n-3} + \dots + a_{k+1} a_k 2^k + \dots + a_3 a_2 2^2 + a_1 a_0 2^0 \quad (3)$$

$$B = b_m b_{m-1} 2^{m-1} + b_{m-2} b_{m-3} 2^{m-3} + \dots + b_{k+1} b_k 2^k + \dots + b_3 b_2 2^2 + b_1 b_0 2^0$$

$$\begin{aligned} Z = A \cdot B &= \sum_{j=0}^m \sum_{i=0}^n (a_{i+1} a_i 2^i) \times (b_{j+1} b_j 2^j) = \\ &= a_1 a_0 b_1 b_0 2^0 + a_3 a_2 b_3 b_2 2^{2+2} + \dots + \\ &\quad + a_{n-2} a_{n-3} b_{m-2} b_{m-3} 2^{m+n-6} + \\ &\quad + a_n a_{n-1} b_m b_{m-1} 2^{m+n-2} \end{aligned} \quad (4)$$

Relațiile (3) și (4) definesc înmulțirea simultană cu multiplicatoare cu (2,2) biți. Analog se definește înmulțirea simultană cu multiplicatoare de (m,n) biți, care au fost analizate în [2].

3. Înmulțirea simultană cu biți necontigui

Dacă A și B se împart în grupe de biți necontigui aflați la aceeași distanță i unui față de alții, înmulțirea simultană se poate efectua folosind pseudomultiplicatoarele paralele în locul elementelor logice ȘI, pentru obținerea matricei inițiale Mo.

În continuare se prezintă diferite tipuri de pseudomultiplicatoare paralele.

4. Pseudomultiplicatoare simple

4.1. Pseudomultiplicatorul cu (2,2) biți

Dacă se împart în grupe de câte doi biți necontigui, cu aceeași distanță între ei, atât deînmulțitul cât și înmulțitorul, se poate efectua înmul-

* Ing. P. Beloiu lucrează la Institutul pentru tehnologii nucleare — Pitești.

Exemplu: Fie: $A = 101011$, $B = 101101$; atunci, conform figurii 6, avem $Z = A \cdot B = 1110001111$.

Tabelul de înmulțire folosind pseudomultiplicatoare (3,2) biți se dă în tabela 1.

Aut.129

Fig. 6

		X_{3i}		X_{2i}		X_i	X_0	
2^{4i}	2^{3i+1}	2^{3i}	2^{2i+1}	2^{2i}		2^i	2^0	$A \cdot B$
		$X_{3i}Y_0$		$X_{2i}Y_0$		X_iY_0	X_0Y_0	$2^{3i}Y_0$
$X_{3i}Y_i$				X_iY_i		X_0Y_i		2^iY_i
Z_7	Z_6	Z_5	Z_4	Z_3	Z_2	Z_1	Z_0	

Aut.131

Fig. 8

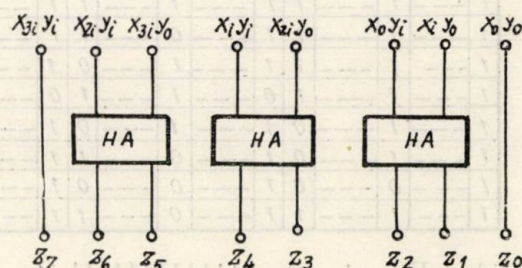


Fig. 9

Aut.132

Tabela 1

De înmulțit			Înmulțitor			Produs											
2^{2i}	2^i	2^0	2^i	2^0	2^{3i}	2^{2i+1}	2^{2i}	2^{i+1}	2^i	2^0							
1	1	1	1	1	1	1	0	1	0	1							
0	1	1	1	0	0	0	1	1	0	1							
1	0	1	1	1	0	1	0	0	1	1							
1	0	0	1	1	0	1	1	0	0	0							
1	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0							
1	1	1	1	0	0	0	1	0	1	0							
1	1	0	1	0	0	0	1	0	0	0							
1	0	1	1	0	0	0	0	1	1	0							

4.3. Pseudomultiplicatorul cu (2,3) biți

Considerînd acum 3 biți necontigui la înmulțitor și 2 biți necontigui la deînmulțit, avînd aceeași distanță i între biți, se obține pseudomultiplicatorul cu (2,3)-biți (fig. 7), avînd aceeași schemă logică ca și pseudomultiplicatorul cu (3,2) biți.

			X_i	X_0	
2^{3i}	2^{2i}		2^i	2^0	$A \cdot B$
			X_iY_0	X_0Y_0	$2^{3i}Y_0$
	X_iY_i		X_0Y_i		2^iY_i
X_iY_{2i}	X_0Y_{2i}				$2^{2i}Y_{2i}$
Z_5	Z_4	Z_3	Z_2	Z_1	Z_0

Aut.130

Fig. 7

4.4. Pseudomultiplicatorul cu (4,2) biți

Ecuatiile logice și schema logică se arată în figurile 8 și 9.

Pentru realizarea lui sînt necesare 3 semisumatoare.

4.5. Pseudomultiplicatorul cu (3,3) biți

În figurile 10 și 11 se dau ecuațiile logice și schema logică a pseudomultiplicatorului cu (3,3) biți.

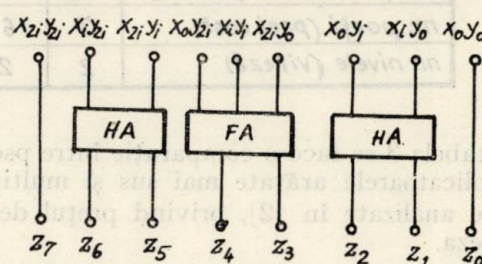


Fig. 10

		X_{3i}		X_{2i}		X_i	X_0	
2^{4i}	2^{3i+1}	2^{3i}	2^{2i+1}	2^{2i}	2^{i+1}	2^i	2^0	$A \cdot B$
				$X_{2i}Y_0$		X_iY_0	X_0Y_0	$2^{3i}Y_0$
		$X_{2i}Y_i$		X_iY_i		X_0Y_i		2^iY_i
$X_{2i}Y_{2i}$	X_iY_{2i}	X_0Y_{2i}						$2^{2i}Y_{2i}$
Z_7	Z_6	Z_5	Z_4	Z_3	Z_2	Z_1	Z_0	

Fig. 11

biți, pentru a cărui realizare sînt necesare 2 semisumatoare și un sumator complet.

Tabelul de înmulțire folosind pseudomultiplatoare cu (3,3) biți se dă în tabela 2.

5. Pseudomultiplatoare combinate cu multiplatoare paralele

Se constată că, prin folosirea pseudomultiplatoarelor combinate cu multiplatoare în sche-

Tabela 2

Deînmulțit			Înmulțitor			Produs binar											
2^{2i}	2^i	2^0	2^{2i}	2^i	2^0	2^{4i}	2^{3i}	2^{2i+1}	2^{2i}	2^{i+1}	2^i	2^0	2^{4i}	2^{3i}	2^{2i+1}	2^{2i}	2^0
1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	0	1	1	1
1	1	1	1	0	1	1	1	0	1	1	0	0	1	1	0	1	1
1	1	1	1	1	0	1	1	1	0	1	0	0	1	0	0	1	0
1	1	1	1	0	0	1	1	0	1	1	0	1	0	1	0	0	1
1	1	0	1	1	0	1	0	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0
1	1	0	1	0	0	1	1	0	1	0	1	0	1	0	0	1	0
1	1	0	0	1	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0
1	1	1	1	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0	1	0	0	1

Exemplu. Fie $A \cdot B = 11111111111 \times 11111111111$.

Înmulțirea se execută conform figurii 12.

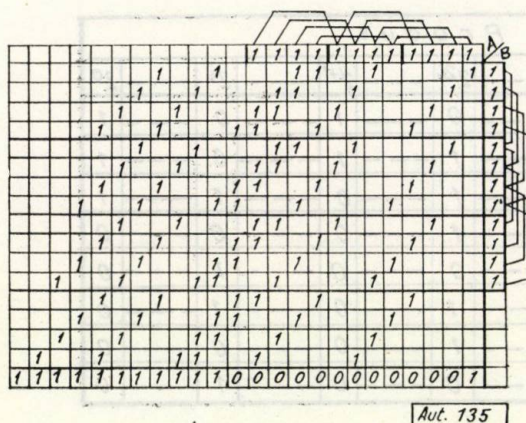


Fig. 12

mele de înmulțire simultană, viteza înmulțirii crește considerabil.

5.1. Pseudomultiplatorul cu (2,2) biți combinat cu multiplatoare cu (2,2) biți

La pseudomultiplatorul cu (2,2) biți, un factor este format din 2 biți necontigui aflați la distanță i . Dacă în locul fiecărui bit necontiguu se consideră câte 2 biți succesivi, se obține pseudomultiplatorul cu (2,2) biți combinat cu multiplatoare cu (2,2) biți.

Astfel avem: $x x \dots x x$, unde xx sînt 2

$$2^{i+1} 2^i \dots 2^1 2^0$$

biți succesivi.

5.1.1. Schema logică a pseudomultiplatorului cu (2,2) biți.

Se consideră $A = x_{i+1} x_i 2^i + x_1 x_0 2^0$ și $B = y_{i+1} y_i 2^i + y_1 y_0 2^0$ și se calculează $A \cdot B$, conform figurii 13.

Tabela 3

Tipul multiplicator M	2,2		3,2		2,3		4,2		3,3	
Sau pseudomultiplicator P	M	P	M	P	M	P	M	P	M	P
nr. porți (preț cost)	7	6	19	10	19	10	37	15	42	19
nr. nivele (viteză)	2	2	4	3	4	3	4	3	8	4

În tabela 3 se face o comparație între pseudomultiplatoarele arătate mai sus și multiplatoarele analizate în [2], privind prețul de cost și viteza.

În anexă se dau schemele logice ale sumatoarelor cu (2,2), (3,2), (4,2) biți [2], precum și multiplicatorul cu (2,2) biți, necesare pentru analiza din tabela 3.

Se observă că pseudomultiplatoarele au mai puține porți și sînt mai rapide; astfel pseudomultiplatorul cu (3,3) biți este de două ori mai rapid și mai ieftin decît multiplicatorul cu (3,3) biți.

Pentru a deduce tabelul valorilor de ieșire ale pseudomultiplatorului cu (2,2) biți combinat cu multiplatoare cu (2,2) biți, se consideră produsul exprimat în zecimal.

Astfel:

$$(2^{i+1} + 2^i + 2^1 + 2^0) (2^{i+1} + 2^i + 2^1 + 2^0) = 2^{2i+3} + 2^{2i} + 2^{i+4} + 2^{i+1} + 2^3 + 2^0.$$

Exemplu. Dacă se alege $i = 4$, vom avea:

$$110011 \times 110011 = 2^{11} + 2^8 + 2^8 + 2^5 + 2^3 + 2^0 = 101000101001$$

În figura 14 se arată schema logică a pseudo-multiplicatorului cu (2,2) biți combinat cu multiplatoare cu (2,2) biți. El conține 4 multiplatoare cu (2,2) biți, 3 sumatoare cu (3,3) biți

Fig. 13

							X_{i+1}	X_i			X_1	X_0		
2^{2i+3}	2^{2i+2}	2^{2i+1}	2^{2i}		2^{i+3}	2^{i+2}	2^{i+1}	2^i	2^3	2^2	2^1	2^0	A	B
					Z'_3	Z'_2	Z'_1	Z'_0	Z'_3	Z'_2	Z'_1	Z'_0	2^0	Y_0
													2^1	Y_1
Z'_3	Z'_2	Z'_1	Z'_0		Z'_3	Z'_2	Z'_1	Z'_0					2^i	Y_i
													2^{i+1}	Y_{i+1}
Z_{12}	Z_{11}	Z_{10}	Z_9	Z_8	Z_7	Z_6	Z_5	Z_4	Z_3	Z_2	Z_1	Z_0		

Aut. 136

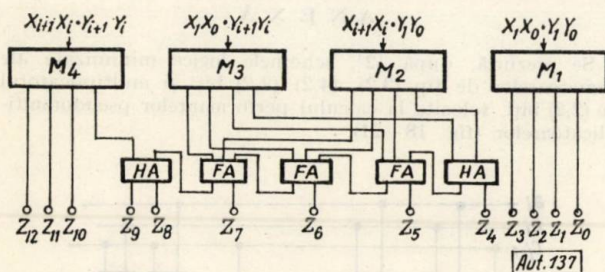


Fig. 14

Produsul $A \cdot B$ este arătat în figura 15.

În figura 16 se arată schema logică a pseudo-multiplicatorului cu (3,3) biți combinat cu multiplatoare (2,2) biți.

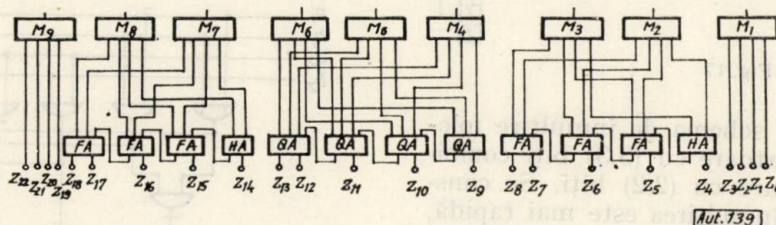
Pentru realizarea lui sînt necesare 9 multiplatoare cu (2,2) biți și 2 sumatoare (2,2) biți, 7 sumatoare (3,2) biți și 3 sumatoare (4,2) biți. El are 6 nivele și 166 porți logice.

Fig. 15

$X_{2i+1}X_{2i}$								$X_{i+1}X_i$				X_1X_0				A	B
2^{4i+3}	2^{4i+2}	2^{4i+1}	2^{4i}	2^{3i+3}	2^{3i+2}	2^{3i+1}	2^{3i}	2^{2i+3}	2^{2i+2}	2^{2i+1}	2^{2i}	2^3	2^2	2^1	2^0	y_0	
								z'_3	z'_2	z'_1	z'_0	z'_3	z'_2	z'_1	z'_0	y_1	
								z'_3	z'_2	z'_1	z'_0	z'_3	z'_2	z'_1	z'_0	y_i	
								z'_3	z'_2	z'_1	z'_0	z'_3	z'_2	z'_1	z'_0	y_{i+1}	
								z'_3	z'_2	z'_1	z'_0	z'_3	z'_2	z'_1	z'_0	y_{2i}	
z_{22}	z_{21}	z_{20}	z_{19}	z_{18}	z_{17}	z_{16}	z_{15}	z_{14}	z_{13}	z_{12}	z_{11}	z_{10}	z_9	z_8	z_7	z_{2i+1}	

Aut. 138

Fig. 16



Aut. 139

și 2 semisumatoare; are 6 nivele și 37 porți logice.

S-a efectuat produsul a doi factori de 12 biți și s-a constatat că sînt necesare 4 pseudomultiplatoare cu (2,2) biți, combinate cu multiplatoare cu (2,2) biți. Schema conține 22 nivele și 770 porți logice.

Deci pseudomultiplatoarele de acest tip sînt mai economice în rețele de înmulțire, dar mai lente.

5.2. Pseudomultiplator cu (3,3) biți combinat cu multiplatoare (2,2) biți

Considerînd în continuare 3 grupe de cîte 2 biți succesivi, grupe aflate la aceeași distanță i , se obține pseudomultiplator cu (3,3) biți combinat cu multiplatoare cu (2,2) biți.

Tabelul valorilor de ieșire se poate deduce astfel :

$$\begin{aligned}
 & (2^{2i+1} + 2^{2i} + 2^{i+1} + 2^i + 2^1 + 2^0) (2^{2i+1} + \\
 & + 2^{2i} + 2^{i+1} + 2^i + 2^1 + 2^0) = 2^{4i+3} + 2^{4i} + \\
 & + 2^{3i+4} + 2^{3i+1} + 2^{2i+4} + 2^{2i+3} + 2^{2i+1} + 2^{2i} + \\
 & + 2^{i+4} + 2^{i+1} + 2^3 + 2^0.
 \end{aligned}$$

Se pot deduce prin înmulțiri succesive toate cazurile posibile ce pot apare.

În mod analog se pot construi pseudomultiplatoare cu (3,2) biți combinate cu multiplatoare (2,2) biți, (3,2) biți, (4,2) biți. Acestea se pot folosi în cazul cînd factorii ce se înmulțesc au dimensiuni diferite.

6. Analiza performanțelor pseudomultiplicatoarelor simple sau combinate cu diferite tipuri de multiplicatoare

În acest scop, s-a efectuat înmulțirea a 2 factori de 12 biți, folosind toate tipurile de pseudomultiplicatoare simple sau combinate cu multiplicatoare de diverse tipuri.

În [2] s-a constatat că multiplicatoarele cu (4,2) biți, folosite în schemele de înmulțire simultană, sînt optime în ce privește costul rețelei de înmulțire cum și viteza de efectuare a înmulțirii.

Se constată că e necesar a se folosi acel tip de pseudomultiplicator în rețeaua de înmulțire simultană care ia în considerare simultan cît mai mulți biți, astfel ca numărul de produse parțiale, care apar în matricea inițială (așezate unele sub altele pentru a fi adunate cu sumatoare elementare), să fie cît mai mic.

Utilizînd astfel pseudomultiplicatoare cu (3,3) biți, sînt necesare 690 porți logice cu 16 nivele, față de 22 nivele ce apar la folosirea pseudomultiplicatoarelor cu (2,2) biți combinate cu multiplicatoare cu (2,2) biți.

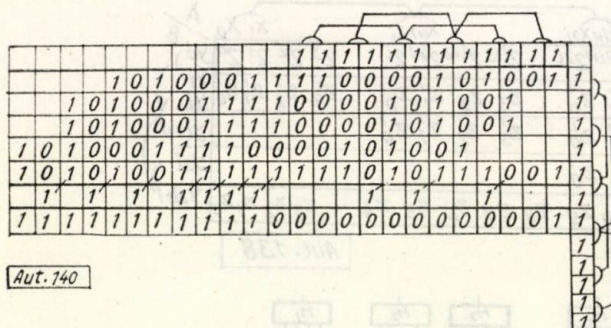


Fig. 17

În figura 17 se dă schema de înmulțire folosind pseudomultiplicatoare cu (3,3) biți combinate cu multiplicatoare cu (2,2) biți. Se constată în acest caz că înmulțirea este mai rapidă, apărînd 10 nivele (6 nivele necesare pentru pseudomultiplicator și 4 nivele necesare pentru sumatoarele cu (4,2) biți, pentru adunarea celor 4 produse parțiale ce apar).

Pentru această schemă de înmulțire sînt necesare: 36 multiplicatoare cu (2,2) biți, 38 sumatoare (4,2), 8 sumatoare (2,2), 32 sumatoare (3,2), deci 860 porți logice și 10 nivele. S-a luat în considerare că analiza înmulțirii s-a făcut pînă la etapa a III-a de reducere a matricei inițiale [2], adică pînă unde matricea inițială se reduce la 2 termeni.

7. Concluzii

În lucrare s-au analizat diferite scheme de înmulțire simultană a 2 numere binare, folosind diferite tipuri de pseudomultiplicatoare

simple sau combinate cu multiplicatoare paralele, în scopul reducerii timpului necesar efectuării operației de înmulțire.

S-a constatat că utilizarea pseudomultiplicatoarelor cu (3,3) biți combinate cu multiplicatoare cu (2,2) biți reduce timpul de înmulțire cu raportul 5/8 față de folosirea multiplicatoarelor cu (4,2) biți, prezentate în [2]. Pe de altă parte, tipul pseudomultiplicatorului ales depinde și de faptul dacă ambii factori au aceeași lungime sau nu.

Procedeul de înmulțire descris este de 5,7 ori mai rapid decît procedeul de înmulțire simultană clasic.

A N E X Ă

Se prezintă, după [2], schemele logice minimizate ale sumatoarelor de tip (3,2), (4,2) (2,2) biți și multiplicatorul cu (2,2) biți, folosite la calculul performanțelor pseudomultiplicatoarelor (fig. 18-21).

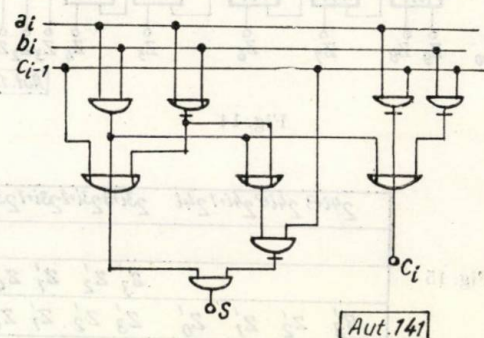


Fig. 18

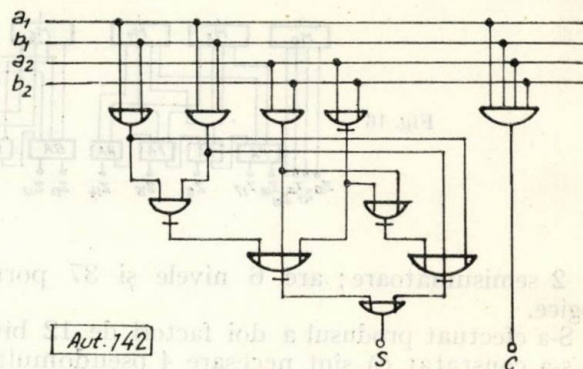


Fig. 19

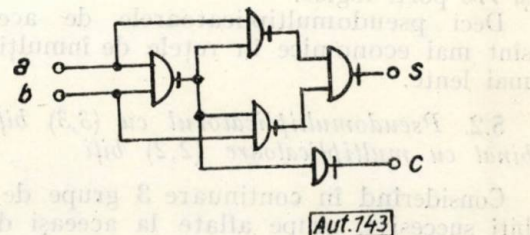


Fig. 20

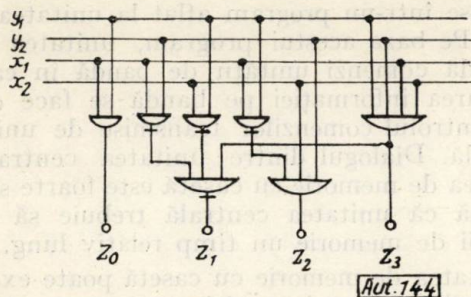


Fig. 21

BIBLIOGRAFIE

- [1] Ferrari, D. *New schemes for parallel multipliers*. În: Alta frequenza 38, nr. 11, 1969.
- [2] Beloiu, P. *Mărire vitezei de efectuare a operației de înmulțire cu multiplicatoare paralele*. În: Automatica și Electronica, nr. 2, 1973.
- [3] Ledley, R.S. *Digital computer and control engineering*. New York, McGraw-Hill, 1960.
- [4] Dada, L. *Some schemes for parallel multipliers*. În: Alta frecuencia 34, nr. 3, 1965.
- [5] Habibi, A. *Fast multipliers*. În: IEE trans. on computers C 19, nr. 2, 1970.

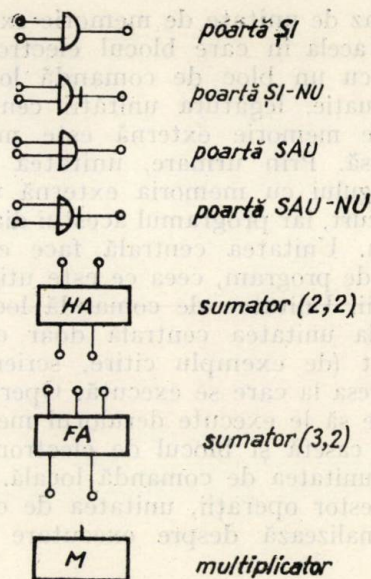
PETRU CERNICICA*

Probleme ale adresării la memoriile externe cu bandă magnetică în casetă

Memoria externă a sistemului de calculator electronic poate avea rolul de memorie pe durată îndelungată sau rolul de circuit intrare-ieșire în sistem. În cazul funcției de memorie pe durată îndelungată, în memoria externă se pot introduce anumite rutine de lucru de care nu este nevoie momentan, se pot păstra anumite date care vor fi prelucrate ulterior etc. Memoria externă poate funcționa ca circuit de intrare, caz în care în ea se introduc direct date din exteriorul sistemului.

Nefăcând parte integrantă din unitatea centrală, memoria externă este un echipament periferic al sistemului de calculator electronic. În prezent se utilizează numeroase tipuri de memorii externe: benzi magnetice, pachete de discuri, tambururi magnetice etc. Fiecare tip are anumite particularități și, din această cauză, se utilizează cu anumite funcții. Pachetele de discuri au timpul de acces mai mic de 10 ms și capacitatea de zeci de M-biți, deci pot lucra ca o memorie relativ lentă dar de mare capacitate. Benzile magnetice sînt mult mai lente, dar sînt un suport bun pentru multe informații memorate pe o durată mare, la preț scăzut.

* Ing. P. Cernicica lucrează la Institutul de cercetări și proiectări pentru tehnica de calcul.



Reprezentări simbolice folosite

Fig. 22

Pentru memorarea rutinelor de lucru la sistemele de minicalculatoare sau pentru introducerea datelor ce se vor prelucra ulterior, memoriile externe descrise sînt prea scumpe iar performanțele lor nu sînt necesare. Pentru sistemele de minicalculatoare a apărut, ca periferic specific, memoria externă cu casetă, cu bandă specială, certificată. Capacitatea ei este de maximum 2,5 M-biți; prezintă, față de suporturile de informație asemănătoare (bandă magnetică normală), avantajul simplității de manevră, robusteții și prețului scăzut.

O unitate de memorie externă cu casetă este formată din derulorul mecanic și din blocul electronic. Blocul electronic cuprinde electronica de citire-scriere și partea de comandă a motoarelor. Unitatea de memorie externă cu casetă poate fi comandată nemijlocit de unitatea centrală a sistemului. În acest caz, toate operațiile unității de memorie sînt dictate direct de unitatea centrală. Rezultă că adresarea informației de pe bandă se face direct sub controlul unității centrale. Comenzile pe care unitatea centrală le transmite unității de memorie externă cu casetă sînt accesibile programatorului. Aceste comenzi sînt cuprinse în programul unității centrale, sub formă de instrucțiuni.

Un alt caz de unitate de memorie externă cu casetă este acela în care blocul electronic este completat cu un bloc de comandă locală. În această situație, legătura unității centrale cu unitatea de memorie externă este mult mai puțin strânsă. Prin urmare, unitatea centrală alocă dialogului cu memoria externă un timp mult mai scurt, iar programul acestui dialog este mai simplu. Unitatea centrală face economie de timp și de program, ceea ce este util pentru alte operații. Unitatea de comandă locală primește de la unitatea centrală doar comanda de executat (de exemplu citire, scriere, ștergere) și adresa la care se execută. Operațiile pe care trebuie să le execute derulorul mecanic al unității cu casetă și blocul de electronică sînt dictate de unitatea de comandă locală. La terminarea acestor operații, unitatea de comandă locală semnalizează despre executare unității centrale.

În continuare, vor fi prezentate unele probleme ale organizării informației pe benzi magnetice, în casetă. Pe baza modului de organizare a informației, se vor analiza chestiuni legate de adresarea informației. Se va examina modul de realizare a adresării la unități de memorie cu comandă locală și cu comandă direct de la unitatea centrală.

Este cunoscută și folosită o unitate de bandă cu casetă, care este comandată direct de unitatea centrală. Unitatea de bandă și unitatea centrală schimbă între ele date sub formă de blocuri. Fiecare bloc de date înscrise pe bandă este format din caractere de șase biți serie. Fiecare bloc este precedat de un grup de șase caractere, fiecare fiind 000000. Acest grup de șase caractere este numit marcaj de început de bloc (BSM) și el servește la identificarea începutului unui bloc de informații. După marcajul de început de bloc, sînt înscrise pe bandă datele propriu-zise ale blocului, formate din caractere de șase biți. După datele propriu-zise ale blocului, pe bandă apare un interval de preparitate, urmat de trei caractere de control. Cele trei caractere de control servesc la verificarea parității informației înscrise pe bandă. Organizarea informației pe bandă este indicată în figura 1.

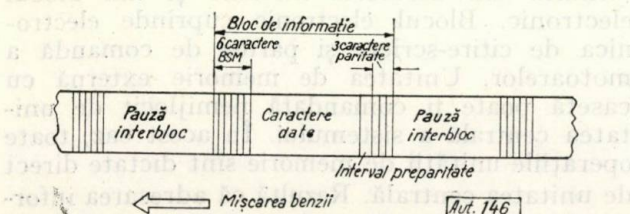


Fig. 1

După cum s-a mai arătat, această unitate de memorie cu casetă este comandată direct de către unitatea centrală a sistemului. Prin urmare, operațiile executate de unitatea cu casetă sînt

cuprinse într-un program aflat la unitatea centrală. Pe baza acestui program, unitatea centrală dă comenzi unității de bandă în casetă. Adresarea informației pe bandă se face direct sub controlul comenzilor transmise de unitatea centrală. Dialogul dintre unitatea centrală și unitatea de memorie cu casetă este foarte strîns. Rezultă că unitatea centrală trebuie să alocă unității de memorie un timp relativ lung.

Unitatea de memorie cu casetă poate executa comenzile de : scriere, citire, ștergere, aliniere și aliniere cu deconectare. La executarea comenzii de aliniere, banda este adusă cu începutul ei (BOT) în fața capului de citire-scriere. Afară de executarea acestor comenzi, unitatea de bandă poate răspunde la unele semnale de interogare, care se referă la starea ei.

Adresarea unui bloc de informații se realizează în modul următor : unitatea centrală comandă alinierea benzii, deci aceasta este adusă la începutul ei. În continuare, se comandă citirea informației de pe bandă. Unitatea centrală primește caracterele tuturor blocurilor citite. Pe baza marcajului de început de bloc (șase caractere 000000) și a intervalului de preparitate, urmat de trei caractere de control, unitatea centrală află cînd începe și cînd se termină un bloc de informație. Prin urmare, unitatea centrală poate număra blocurile. Cînd se ajunge la blocul adresat, se execută operația dorită (citire, scriere, ștergere).

Rezultă că, la această unitate de memorie cu casetă, adresarea este unidirecțională, serie și lentă. Unitățile de memorie cu bandă magnetică au, în general, o adresare serie. Datorită însuși suportului fizic — o bandă — nu se poate realiza un altfel de acces (cum este accesul aleatoriu, mult mai rapid). Adresarea unidirecțională presupune că citirea informației se poate face într-un singur sens. Majoritatea unităților de memorie cu casetă pot realiza o adresare bidirecțională. Aceasta înseamnă că informația înscrisă pe bandă poate fi citită în ambele sensuri, adică un caracter se poate citi de la stînga la dreapta sau de la dreapta la stînga. Evident, unitatea centrală primește, în ambele cazuri de citire, același caracter. Inversarea unui caracter citit în sens contrar este executată decît blocul electronic al unității de memorie. Posibilitatea de adresare bidirecțională reduce mult timpul de acces. Ea permite să se înceapă căutarea unui bloc chiar din poziția în care se găsește banda în momentul în care este solicitată de către unitatea centrală. Rezultă că se elimină operația de aliniere, cu care începe orice adresare la unitatea de memorie. Această implică o economie de timp, egală cel puțin cu durata necesară alinierii.

Unele unități cu bandă pot face rapid adresarea. Aceasta implică posibilitatea căutării unui bloc la o viteză superioară celei de citire-

scriere. Evident, timpul de adresare scade mult datorită vitezei rapide de căutare.

Pe baza celor arătate, se vede că cea mai bună adresare este cea rapidă bidirecțională. Ea presupune un dialog strâns, dar de durată mai scurtă, între unitatea centrală și unitatea de memorie cu casetă.

Dialogul dintre unitatea centrală și unitatea de memorie cu casetă se poate reduce mai mult prin folosirea unui bloc de comandă locală. Când unitatea centrală dorește accesul la un anumit bloc de informație, ea transmite blocului de comandă locală adresa acestui bloc. În continuare, căutarea blocului de informație se face sub controlul blocului de comandă locală al unității de memorie cu casetă. În acest timp, unitatea centrală se poate ocupa cu executarea unor programe care nu necesită informația cerută de la unitatea cu casetă.

În lucrarea de față, se propune o organizare a informației pe bandă ca în figura 2. După cum

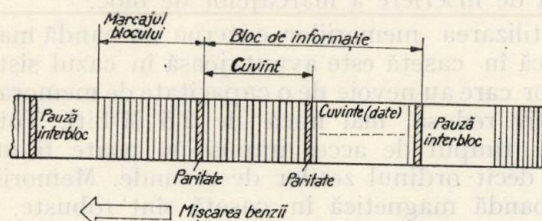


Fig. 2

se vede, un bloc de informație este format dintr-un număr întreg de cuvinte de 16 biți + 1 bit de paritate. Fiecare bloc este precedat de un marcaj de bloc, având lungimea de 16 + 1 biți. Spre deosebire de marcajul de început de bloc de la unitatea de memorie descrisă mai sus, care era identic la toate blocurile (șase caractere 000000), marcajul de bloc diferă de la un bloc la altul. El este de fapt numărul (codificat binar) al blocului pe care îl precede. Între blocurile de informație, pe bandă există pauze (intervale în care nu se înscrie nimic). Pe baza acestor pauze, se află unde începe și unde sfârșește un bloc de informație. Unitatea centrală, cu care se cuplează blocul de comandă locală, trimite acestuia marcajul blocului de informație căutat. În continuare, blocul de comandă locală poate executa căutarea, fără a mai avea vreo legătură cu unitatea centrală. Practic, marcajul de bloc este transmis blocului de comandă locală în patru tacte (caractere) a patru biți fiecare.

Derulorul mecanic, controlat de unitatea de comandă locală, poate antrena banda în ambele sensuri, cu viteză mare sau mică. Blocul electronic și blocul de comandă locală permit citirea-scrierea lentă, unidirecțională, deci numai lent înainte. Citirea și scrierea nu sînt permise la viteză mare sau la mers lent înapoi.

Figura 3 arată organizarea căutării marcajului de bloc. În momentul în care unitatea centrală solicită unitatea de memorie cu casetă, se trans-

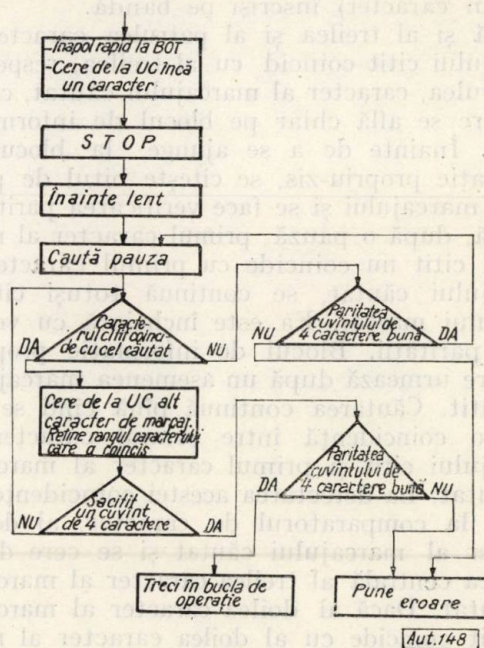


Fig. 3

mite primul caracter de patru biți al marcajului de bloc căutat. Unitatea de comandă locală dă derulorului o comandă de aliniere (aducerea începutului benzii în fața capului de citire-scriere). Alinierea se face rapid prin antrenarea înapoi a benzii. Odată cu alinierea benzii, se cere de la unitatea centrală al doilea caracter de patru biți al marcajului de bloc căutat. Rezultă că, în momentul terminării alinierii casetei, blocul de comandă locală are primele două caractere ale marcajului blocului căutat.

După ce s-a executat alinierea casetei, derulorul primește comanda „lent înainte”, iar blocul electronic citește datele înscrise pe bandă. În momentul detectării unei pauze interbloc, se știe că după ea urmează un marcaj de bloc. La sfârșitul pauzei se citește acest marcaj de bloc. Când s-au citit patru biți (un caracter) din el, se face o comparație a acestui caracter cu primul caracter al marcajului căutat. Dacă cei patru biți citați coincid cu cei patru biți căutați, se aduc la comparator următorii patru biți ai marcajului căutat. În același timp, blocul de comandă locală cere de la unitatea centrală al treilea caracter al marcajului blocului căutat.

Dacă și al doilea caracter al marcajului citit coincide cu al doilea caracter al marcajului căutat, se aduc la comparator al treilea caracter al marcajului căutat și se cere de la unitatea centrală al patrulea caracter al marcajului căutat. Al treilea caracter al marcajului blocului căutat trebuie să fie sosit în timpul citirii celui de al doilea caracter al marcajului curent.

Rezultă că unitatea centrală trebuie să satisfacă o cerere de caracter, din partea blocului de comandă locală, cel mult o dată la patru biți (un caracter) înscrși pe bandă.

Dacă și al treilea și al patrulea caracter al marcajului citit coincid cu al treilea, respectiv al patrulea, caracter al marcajului căutat, capul de citire se află chiar pe blocul de informație căutat. Înainte de a se ajunge la blocul de informație propriu-zis, se citește bitul de paritate a marcajului și se face verificarea parității.

Dacă, după o pauză, primul caracter al marcajului citit nu coincide cu primul caracter al marcajului căutat, se continuă totuși citirea întregului marcaj. Ea este încheiată cu verificarea parității. Blocul de informație propriu-zis, care urmează după un asemenea marcaj, nu este citit. Căutarea continuă pînă cînd se găsește o coincidență între primul caracter al marcajului citit și primul caracter al marcajului căutat. La detectarea acestei coincidențe, se aduce, la comparatorul de caracter, al doilea caracter al marcajului căutat și se cere de la unitatea centrală al treilea caracter al marcajului căutat. Dacă al doilea caracter al marcajului citit coincide cu al doilea caracter al marcajului căutat, se continuă după cum s-a arătat.

Dacă al doilea caracter al marcajului citit nu coincide cu al doilea caracter al marcajului căutat, situația devine diferită. Blocul de comandă locală memorează faptul că primul caracter citit a coincis. Se citește întreg marcajul în continuare și se verifică paritatea. Blocul de informație propriu-zis, care urmează, nu se citește.

În momentul în care la comparator s-a adus al doilea caracter al marcajului căutat, primul caracter al marcajului căutat se pierde. Prin urmare, la citirea următorului marcaj, nu se mai poate compara primul caracter citit cu primul caracter al marcajului căutat. Din cauză că marcajele se scriu în ordine naturală, primul caracter citit la următorul marcaj va trebui să fie chiar primul caracter căutat. Rezultă că se poate începe compararea cu al doilea caracter citit. Dacă al doilea caracter citit coincide cu al doilea caracter căutat, se aduce la comparator al treilea caracter al marcajului căutat și se cere de la unitatea centrală al patrulea caracter al marcajului căutat. Dacă al treilea caracter citit coincide cu al treilea caracter căutat, se continuă după cum s-a arătat. Dacă cele două caractere nu coincid, se memorează, la blocul de comandă locală, faptul că primele două caractere au coincis. La următorul marcaj de pe bandă, compararea începe de la al treilea caracter citit. Caracterele 1 și 2 sînt considerate ca fiind cele căutate, aceasta din cauza succesiunii naturale a marcajelor înscrise pe bandă.

Acest lucru se poate vedea mai ușor într-un exemplu. Se presupune că fiecare caracter codifică zecimal o cifră, deci marcajul are patru cifre zecimale. Se caută, de exemplu, blocul nr. 4731. Pînă la găsirea primului marcaj, al cărui număr începe cu 4, marcajele au numere care încep cu 0, 1, 2 sau 3. După citirea marcajului 4 000, urmează marcajele care încep cu 40, 41, 42, 43, 44, 45, 46. La găsirea marcajului 4700, coincid primele două caractere. Următoarele marcaje, care încep cu 470, 471, 472, încep cu primele două caractere căutate. Detectia coincidenței se face cercetînd al treilea caracter etc.

De fiecare dată cînd se termină citirea unui marcaj de bloc, se face verificarea parității lui. Verificarea parității se face independent de rezultatul comparării caracterelor.

După ce s-a găsit blocul, se poate executa operația dorită de către unitatea centrală: citire, scriere, ștergere.

Banda din casetă necesită o operație preliminară de înscriere a marcajelor de bloc.

Utilizarea memoriilor externe cu bandă magnetică în casetă este avantajoasă în cazul sistemelor care au nevoie de o capacitate de memorare relativ redusă, mai mică de 2,5 M-biți. Totodată, timpul de acces impus nu poate fi mai mic decît ordinul zecilor de secunde. Memoriile cu bandă magnetică în casetă sînt robuste, se manipulează ușor și au un preț accesibil. Accesul la informație se face în mod secvențial, ca la memoriile cu bandă magnetică normală, timpul de acces fiind relativ mare.

Căutarea informației dorite se poate face sub comanda unității centrale sau sub comanda unei unități locale. Adresarea informației sub comanda unității centrale necesită existența unui program de dialog unitate centrală-unitate cu casetă. Prin urmare, căutarea se face folosind o porțiune a memoriei unității centrale, care conține acest program, și executarea programului se face folosind timpul de lucru al unității centrale. Avantajul căutării informației sub comanda unității centrale constă în faptul că unitatea de memorie cu casetă este mai ieftină, ea neconținînd blocul de comandă.

Căutarea informației sub comandă locală nu necesită un program detaliat al dialogului unitate centrală-unitate de memorie. Acest lucru permite economisirea unei porțiuni a memoriei unității centrale, care ar fi inclus programul de dialog. În același timp se economisește din timpul de lucru al unității centrale, fiind necesară doar o testare periodică a unității de comandă locală. Funcționarea se adaptează deci lucrului în divizare de timp (time-sharing). Adăugarea blocului de comandă locală mărește volumul și prețul unității de memorie cu casetă.

NICOLAE CARAGHEORGHE și TUDOREL DOMOCOȘ*

Tehnologia cablării prin înfășurare

Odată cu dezvoltarea impetuoasă a legăturilor la distanță, legături realizabile în proporție de masă în special prin intermediul telefoniei, s-a constatat că, pentru ca echipamentele ce realizează acest scop să fie produse cât mai rapid și mai ieftin, unele procedee „clasice” de fabricație nu mai corespundeau. Se poate da astfel ca exemplu procedeul de cablare fir cu fir (sau prin realizarea unei forme de cablu) între bornele de tip lamă ale releelor din centralele telefonice, unde este știut că sînt necesare mii de conexiuni. Pe de altă parte, necesitatea miniaturizării echipamentelor complexe, determinată la rîndul ei de miniaturizarea pieselor componente, a dus de asemenea la creșterea densității cablajelor, astfel încît pe o aceeași suprafață să fie necesare de 5—10 ori mai multe legături decît s-ar fi putut realiza prin metodele cunoscute.

În urma unor studii și cercetări aprofundate, s-a constatat că problema executării rapide, ieftine și cu aceleași performanțe mecanice și electrice a conexiunilor poate fi rezolvată prin metoda înfășurării unui fir conductor în jurul unei borne cu secțiune dreptunghiulară, pătrată sau de altă formă, avînd însă obligatoriu muchii vii.

Acest nou procedeu de fabricație a căpătat denumirea de cablaj prin înfășurare.

Datorită marilor sale avantaje, printre care se pot enumera: productivitatea foarte ridicată, calitatea foarte bună a conexiunilor (atît mecanică cît și electrică), posibilitățile de facilă mecanizare și automatizare, procedeul a căpătat o extindere deosebită, fiind utilizat în fabricarea de echipamente de automatizare, echipamente de telecomunicație, în aparatura de prelucrare a datelor, în tehnica de calcul etc.

În cele ce urmează se va descrie procedeul, problemele pe care le pune aplicarea unei astfel de tehnologii, aparatura necesară pentru obținerea performanțelor de calitate și productivitate.

I. Descrierea procedului

În raport cu mărimea seriilor de fabricație ale unor produse, procedeul poate fi realizat diferențiat astfel:

— pentru unicate și serii mici: mecanizat, prin utilizarea unui pistol de cablaj, electric sau pneumatic, acționat manual;

— pentru serii medii: semiautomat, prin utilizarea unor mașini care pe baza unui program de cablare (realizat la rîndul lui pe baza unui program de cablaj) indică optic sau mecanic (prin poziționare) borna pe care se face cablarea. Acționarea pistolului de cablaj de către operator la majoritatea mașinilor este validată numai cînd acesta a fost corect poziționat pe borna ce urmează a fi conectată;

— pentru serii mari și foarte mari: complet automat, prin utilizarea unor mașini cu comandă program, la care scula de cablare este poziționată și ghidată pe borna de conexiune de către mașină (spre deosebire de procedeele manuale și semiautomate unde aceasta este ghidată manual).

Caracteristica comună a acestor trei posibilități de realizare a conexiunilor este însă faptul că legătura electrică se obține prin rotirea în spirală strînsă a unui conductor cu secțiune circulară în jurul unei borne cu muchii vii. Datorită acestui fapt, la locul de contact dintre muchia bornei și conductor se produce o microdifuzare (întrepătrundere mecanică) de metal care asigură atît o rezistență electrică scăzută cît și o rezistență mecanică ridicată. În figurile 1 și 2 sînt prezentate secțiuni prin conexiuni

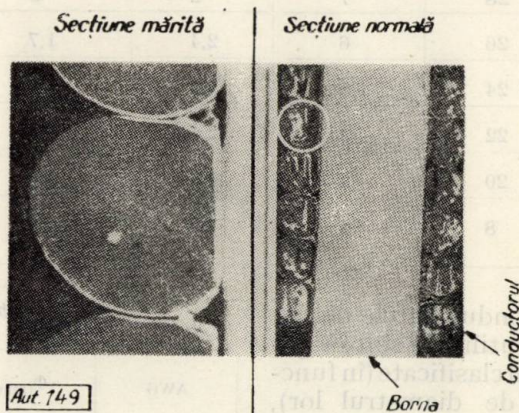


Fig. 1

înfășurate, la locul de contact între conductor și bornă (fig. 1 — secțiune longitudinală; fig. 2 — secțiune transversală).

Condițiile generale pe care trebuie să le îndeplinească materialele utilizate pentru obținerea unor conexiuni de bună calitate sînt:

a) *Conductorul* trebuie să fie masiv (numai monofilar), cu secțiune circulară, realizat din cupru sau aliajele sale. Duritatea materialului din care este confecționat firul de cablaj trebuie să fie apropiată de cea a materialului bornei.

* Ing. N. Caragheorghe și ing. T. Domocoș lucrează la Întreprinderea de calculatoare electronice — București.

Izolația exterioară a acestor conductoare trebuie să fie elastică, avînd o rezistență ridicată la tracțiune, și să nu prezinte crăpături transversale sau longitudinale după cablare.

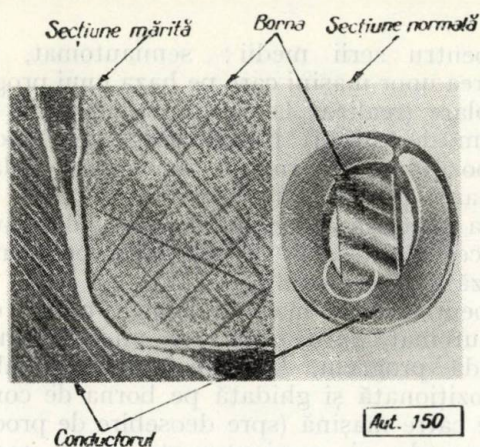


Fig. 2

În funcție de diametrul conductorului propriu-zis, numărul de spire pentru o conexiune pe o bară trebuie să fie cel din tabela 1.

Tabela 1

AWG	Nr. spire (conex. clasă A)	Curent maxim prin conex (A)	Rezist de contact (mΩ)
30 ÷ 32	8	1	4
28	7	2	2
26	6	2,4	1,7
24	5	2,4	1,7
22	4	2,4	1,7
20	4	7,5	0,54
8	4	7,5	0,54

Conductoarele de cablaj utilizate sînt în general clasificate (în funcție de diametrul lor), conform standardelor străine, în AWG (standarde americane) (tabela 2) sau jauge (standarde franceze) și sînt izolate cu materiale plastice rezistente, de tipul teflon, kapton, MIL-ENE etc.

b) *Borna* pe care se face cablarea este o tijă fixă — de obicei a unui conector — pe care se

Tabela 2

AWG	Φ (mm)
32	0,23
30	0,25
28	0,30
26	0,40
24	0,50
22	0,60
20	0,80
13	1,00

înfășoară conductorul de conexiune. Ea trebuie să îndeplinească următoarele condiții: să fie realizată din aliaje de cupru cu elasticitate și rezistență mecanică ridicată; să aibă suprafața uniform acoperită cu aliaj de staniu-plumb, aur etc., în general fără o duritate prea ridicată; să aibă bavurile muchiilor sub 0,04 mm; să aibă muchiile paralele între ele, abaterea de la paralelism permisă fiind mai mică de 50 μ /cm; să aibă capătul pe care se angajează scula de cablat de formă tronconică sau piramidală; să reziste fără a se îndoi sau smulge din conector la cuplul de torsiune aplicat în timpul înfășurării firului pe ea.

Un exemplu de secțiuni posibile de borne este prezentat în figura 3.

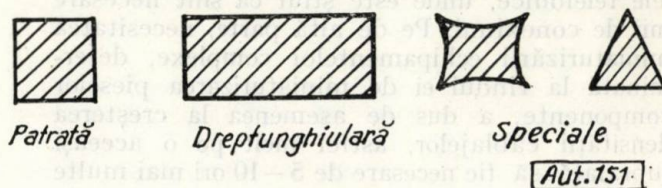


Fig. 3

Conexiunile realizate prin acest procedeu sînt conexiuni înfășurate, fiind realizate, după cum s-a arătat mai sus, prin rotirea conductorului în spirală strînsă, sub o anumită tensionare, în jurul bornei de cablat.

Numărul de spire socotit în raport cu muchia de reierință (fig. 4) trebuie să fie cel specificat în

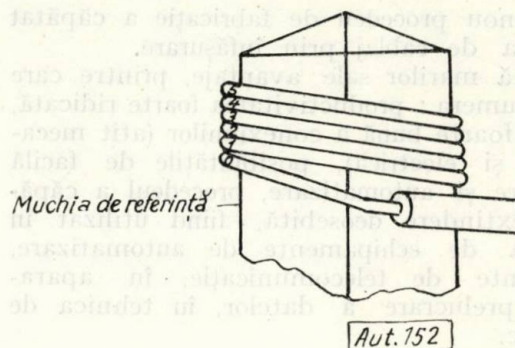


Fig. 4

tabela 1, prin spirală înțelegîndu-se o rotire a firului în jurul bornei cu 360°. Astfel, o conexiune avînd n spire va trebui să intersecteze de $n+1$ ori muchia de referință.

Trebuie însă menționat că uneori, în funcție de mediul în care va lucra echipamentul finit, se prevede executarea unei spire suplimentare, cu conductor izolat, pentru întărirea conexiunii. Se disting astfel două clase de conexiuni, și anume:

— întărite sau de clasă A, cînd echipamentul va lucra în medii cu șocuri și vibrații sau cînd tensiunile mecanice utilizate sînt ridicate ca valoare (numărul de spire conform tabeli 1);

— normale sau de clasă B, cînd echipamentul va lucra în medii lipsite de solicitări mecanice.

Cu titlul de exemplu, pentru conductoare cu diametrul de 0,23 mm (AWG 32) se prezintă în figurile 5 și 6 numărul de spire pe o bornă (fig. 5 — conexiune clasă B; fig. 6 — conexiune

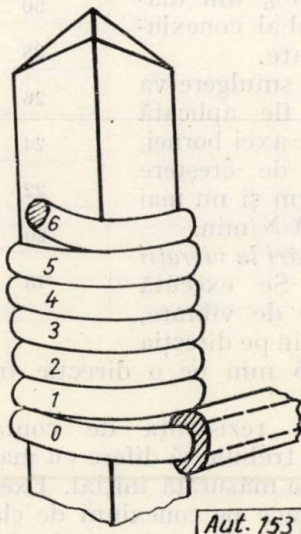


Fig. 5

clasă A). Pentru aparatura profesională (echipamente ale tehnicii de calcul, centrale telefonice etc.) se recomandă utilizarea de conexiuni în clasă A.

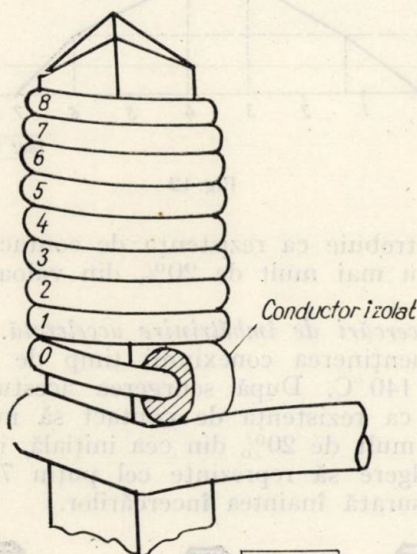


Fig. 6

În cazul în care, datorită unei erori de cablaj, o conexiune trebuie modificată, se va derula complet firul conexiunii respective de pe bornă, se va verifica vizual dacă borna și-a păstrat caracteristicile de formă inițială și numai după aceea se va face o nouă conexiune. În orice caz, este interzisă derularea parțială a cîtorva

spire sau strîngerea lor pe bornă cu ajutorul unor scule improprii (de exemplu clește).

Aparatura utilizată pentru executarea conexiunilor este în general pistolul de cablare, acționat electric sau pneumatic, care este ghidat pe borna de cablat, manual sau automat.

Pistolul de cablare este un dispozitiv avînd un ax ce se poate roti, care este prevăzut cu două găuri astfel: o gaură centrală pentru angajarea lui pe borna pe care se face cablarea; o gaură excentrică în care se poate introduce numai partea dezizolată a conductorului de conexiune (fig. 7).

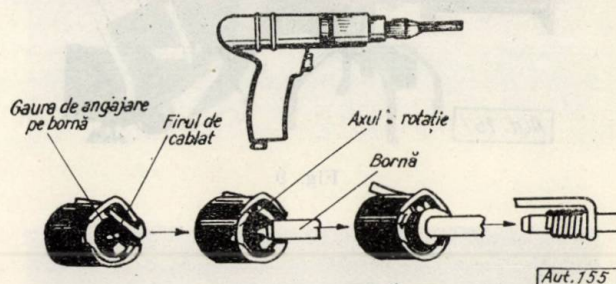


Fig. 7

Prin angajarea pistolului pe borna de cablare și prin declanșarea rotirii axului, se realizează înfășurarea conductorului pe borna de cablat (fig. 8).

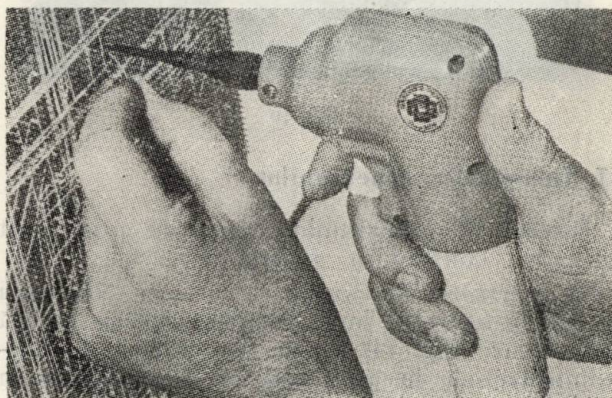


Fig. 8

În cazul procedeelor de cablare prin înfășurare semiautomate și automate, scula de cablare este de asemenea de tip pistol. Ea este ghidată manual sau automat pe borna de cablat, dar întotdeauna pe baza unui program care nu permite decît executarea conexiunii la borna specificată în program.

Avantajele majore sînt, în aceste cazuri, eliminarea practică totală a erorilor de cablaj și creșterea pronunțată a productivității muncii.

În figurile 9 și 10 sînt prezentate unele tipuri de mașini semiautomate și automate de cablat.



Fig. 9

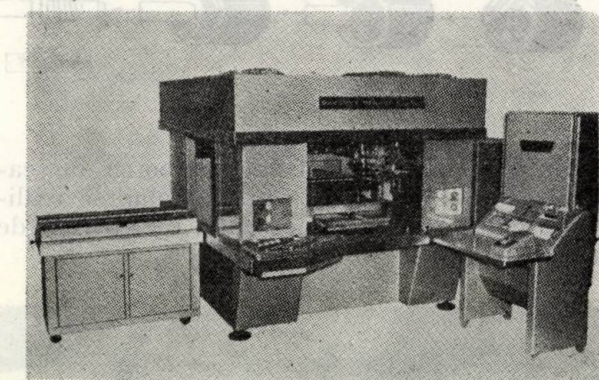


Fig. 10

II. Încercările conexiunilor

Încercările conexiunilor executate prin acest procedeu constau în general în :

a) *Încercări la smulgere.* Aceste încercări se fac cu ajutorul unor dinamometre cu gheară de apucare (fig. 11). Forța de smulgere a conexiunii trebuie în acest caz să se încadreze în limitele minime din tabela 3.

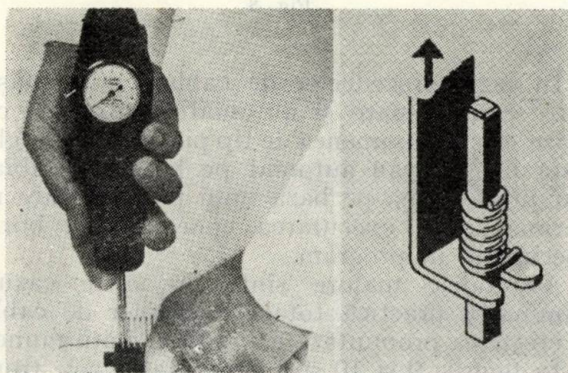


Fig. 11

Pentru executarea încercării, borna va trebui să fie bine fixată, iar gheara de apucare a dinamometrului să nu aibă o deschidere mai mare de 50% din diametrul total al conexiunii înfășurate.

Forța de smulgere va trebui să fie aplicată pe direcția axei bornei, gradientul de creștere fiind uniform și nu mai mare de 10 N/min.

b) *Încercări la vibrații și șocuri.* Se execută cu mijloace de vibrare, timp de 5 min pe direcția

bornei și 5 min pe o direcție transversală pe aceasta.

Măsurând rezistența de contact fir-bornă, aceasta nu trebuie să difere cu mai mult de 20% din valoarea măsurată inițial. Executarea încercărilor se face pe conexiuni de clasă A.

c) *Încercări la temperatură.* Se execută în camere climatice în trei cicluri consecutive de tipul celui din figura 12. După trecerea acestor

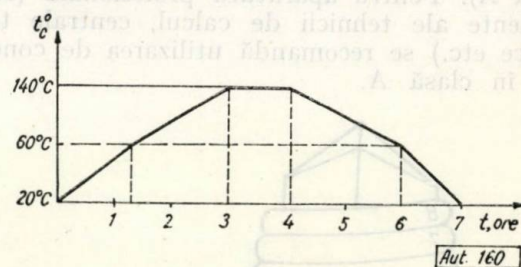


Fig. 12

cicluri, trebuie ca rezistența de contact să nu difere cu mai mult de 20% din valoarea inițială.

d) *Încercări de îmbătrânire accelerată.* Se fac după menținerea conexiunii timp de 100 de ore la 140°C. După scurgerea acestui timp, trebuie ca rezistența de contact să nu difere cu mai mult de 20% din cea inițială, iar forța de smulgere să reprezinte cel puțin 75% din cea măsurată înaintea încercărilor.

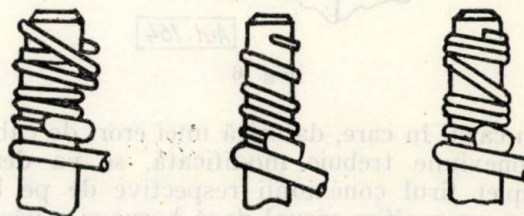


Fig. 13

Tabela 3

AWG	Efort de smulgere (N)
32	20
30	20
28	23
26	27
24	32
22	40
20	40
18	70

Aut 161

e) *Verificări de aspect.* După executarea unui număr oarecare de conexiuni, se verifică vizual aspectul, spirele înfășurării trebuind să fie așezate în spirală strânsă. Nu se admite executarea de conexiuni ca cele din figura 13.

III. Avantajele procedului prin înfășurare

Avantajele procedului de cablaj prin înfășurare constau în principal în următoarele:

— productivitate foarte ridicată, atingând o valoare de 10–50 de ori mai mare decât la procedeele prin lipirea firelor;

— consum de material (conductor de cablaj) sensibil redus, prin renunțarea la executarea de forme de cablare pe planșete de cablare;

— posibilitate foarte ușoară de mecanizare și automatizare;

— obținerea unor performanțe electrice și mecanice comparabile sau chiar superioare conexiunilor executate prin lipire.

Datorită acestor avantaje, procedeul de cablaj prin înfășurare se dezvoltă din ce în ce mai mult, fiind introdus în special acolo unde este necesară realizarea unui număr mare de conexiuni, acolo unde se dorește o mare fiabilitate a echipamentelor finite.

NOI MATERIALE DOCUMENTARE

L. Kern, K. Ober, J. Schumann. — **ESER — Programarea în cadrul sistemului de operare DOS/ES** (în limba germană). Editura VEB Verlag Technik Berlin, R.D.G., 1973 — vol. 1 (100 pag.) și vol 2 (92 pag.).

În patru volume consecutive ale seriei „Tehnica automatizării (nr. 140, 141, 142, 143), autorii prezintă principalele probleme legate de programarea calculatoarelor electronice din seria ESER (SUMEC — Seria Unitară de Mașini Electronice de Calcul) ce sînt în curs de elaborare în cadrul convenției dintre țările socialiste. Conform acestei convenții, în R.D.G. s-a elaborat calculatorul electronic R 40 precum și calculatorul electronic ROBOTRON 21; acest din urmă calculator nu face parte din seria ESER dar folosește aceleași unități periferice, aceeași interfață standard și același sistem de operare DOS/ES ca și calculatoarele electronice SUMEC. Din aceste considerente, autorii insistă mai puțin asupra particularităților funcționale ale calculatorului ROBOTRON 21 și prezintă în special problemele legate de programarea calculatoarelor ce folosesc sistemul de operare DOS/ES.

În primul volum, „Descrierea sistemului, Programarea în asamblor”, se tratează următoarele probleme:

În capitolul 1 se prezintă concepția de bază a Seriei Unitare de Mașini Electronice de Calcul — SUMEC (ESER), precum și calculatorul ROBOTRON 21. Se prezintă, într-un tabel, întreaga gamă de calculatoare SUMEC cu principalele caracteristici tehnice, iar pentru calculatorul ROBOTRON 21 se prezintă unitatea centrală (memoria internă, blocul de comandă blocul aritmetic) și sistemul de intrare/ieșire (canale selectoare și multiplexoare, unități de comandă a unităților periferice, diferitele tipuri de unități periferice: imprimante, cititoare/perforatoare de cartele și de bandă de hirtie, benzi magnetice, discuri magnetice, terminale cu afișaj pe tub catodic etc.).

În capitolul 2 se prezintă formatul instrucțiunilor, reprezentarea informațiilor și anume: reprezentarea datelor alfanumerice, numerice zecimale (forma compactă și neîmpachetată), numerice binare, forma hexazecimală, instrucțiuni semicuvînt, cuvînt și dublucuvînt etc.

În capitolul 3 se prezintă, principal, modul de concepere a programelor pentru calculatoarele electronice (schemele logice de program).

În capitolul 4 se face prezentarea generală a limbajului asamblor de programare: limbajul asamblor, programul de traducere, formularul de programare, elemente de bază de limbaj asamblor, definirea constantelor etc.

În capitolul 5 se descrie modul de utilizare în programe a instrucțiunilor de transfer intern al informațiilor și a instrucțiunilor de comparație a informațiilor.

În capitolele 6, 7 și 8 se prezintă, respectiv, utilizarea instrucțiunilor de calcul aritmetic zecimal, a instrucțiunilor de salt

în program (salt necondiționat și condiționat) și de calcul aritmetic binar (operații de conversie zecimal/binar și binar/zecimal, operații cu virgulă fixă etc.).

În capitolul 9 se tratează despre utilizarea ciclurilor (buclelor) în cadrul programelor, și anume: numărarea ciclurilor, modificarea instrucțiunilor în cadrul ciclurilor (indexare folosind registrul de bază sau registrul-index) etc.

În capitolul 10 se prezintă instrucțiunile de program ce acționează la nivel de bit: operațiile logice ȘI, SAU exclusiv, SAU inclusiv, utilizarea măștilor etc.

În capitolul 11 și 12 se tratează despre instrucțiunile de traducere între coduri, verificarea logică a datelor și, respectiv, instrucțiuni de editare.

Lucrarea conține exemple și probleme a căror rezolvare corectă se indică la sfîrșitul volumului.

În al doilea volum, „Comanda executării programelor, Utilizarea bibliotecii de programe, Programe utilitare”, se tratează următoarele.

În capitolele 1 se expune concepția de bază și principalele componente ale sistemului de operare DOS/ES, definindu-se funcțiunile fiecărei componente. Dintre aceste componente ale DOS/ES se tratează ceva mai detaliat modul de descriere și comandă a lucrărilor (joburilor) în loturi, comenzile necesare pentru DOS/ES precum încărcarea inițială și inițierea execuției programelor.

În capitolul 2 se tratează despre editorul de legături: principiul metodei, tipuri de module și posibilități de utilizare, comenzi pentru sistemul de operare DOS/ES, exemplificări.

În capitolul 3 se tratează despre posibilitatea catalogării diferitelor programe și module de programe, în diferite etape de traducere, folosind sistemul de bibliotecă. Se prezintă diferitele tipuri de bibliotecă, funcțiunile bibliotecilor, comenzile necesare pentru utilizarea bibliotecilor.

În capitolele 4 și 5 se prezintă aspectele specifice legate de facilitățile de multiprogramare (cu partiții fixe) pe care le oferă sistemul de operare DOS/ES și, respectiv, programele utilitare (de tip macrogenerator).

Cele două volume prezintă materialul sub o formă sintetică și foarte sistematizată, adresîndu-se unui cerc destul de larg de utilizatori care trebuie să aibă anumite cunoștințe de bază pentru a putea înțelege noțiunile de specialitate. Aceste volume urmăresc să precizeze posibilitățile concrete pe care le oferă limbajul de programare asamblor al calculatoarelor din seria ESER, precum și facilitățile oferite de sistemul de operare DOS/ES.

dr. ing. A. Davidoviciu

O. Föllinger. **Tehnica reglării.** Heidelberg, Hüthig, 1973, 332 p., 425 fig.

O carte care își propune să trateze problemele de tehnica reglării din punctul de vedere al aplicațiilor industriale obține, de obicei, adevărul unui mare număr de cititori. Ea reușește însă să fie cu adevărat utilă acestora numai în măsura în care conceptele și metodele prezentate au acel grad de generalitate care depășește varietatea cazurilor practice și care lărgeste totodată orizontul cititorului, îmbogățindu-l cu puncte de vedere noi. Cartea discutată satisface pe deplin acest deziderat prin problematica modernă, prin caracterul tipic al aplicațiilor și în sfârșit prin modul sugestiv în care sînt introduse conceptele noi, ca o extrapolare a celor convenționale.

Prezentarea conceptelor și metodelor de bază din analiza și — mai ales — sinteza clasică este însoțită de un număr impresionant de exemple din domenii foarte variate. Aceasta nu exclude însă insistența asupra unor anumite teme. Astfel, un spațiu larg este consacrat stabilirii modelului matematic al turbogeneratorului, în diferite conjuncturi care apar în practică (cuplare la o rețea rigidă etc.). Aplicația estereluată mai târziu cu referiri la numeroase proceduri de analiză și sinteză. Este remarcabil faptul că majoritatea acestora din urmă sînt redată în forme specifice calculului automat, ceea ce mărește considerabil valoarea aplicativă a lucrării.

Un capitol central al cărții este consacrat reglărilor multiple. Aici accentul cade pe procedurile de decuplare și pe metodele de sinteză bazate pe acestea. Astfel, numeroase metode de decuplare dinamică și statică sînt discutate în legătură cu aplicații industriale concrete (convertizorul de frecvență 50 Hz—16 2/3 Hz cu reglarea puterii de transfer, motorul asincron cu dublă alimentare, reglările multiple în instalațiile energetice de joasă presiune, coloane de distilare etc.).

Conceptelor de observabilitate și controlabilitate le este consacrat de asemenea un capitol important al lucrării. Utilizînd exprimarea prin variabile de stare a modelului matematic și recurînd la exemplificări din domeniul sistemelor multiple cu parametri constanți, autorul analizează pe larg implicațiile acestor concepte în teoria modernă a sistemelor automate. În legătură cu aceasta se discută cîteva metode de sinteză a sistemelor cu timp minim (abordîndu-se, în particular, problema interceptiei) și se analizează rezultatele obținute în comparație cu cele realizate prin modelare. Cartea se încheie cu o anexă care redă cîteva teoreme de analiză matricială, la care se face apel în restul lucrării.

Cartea se adresează unui cerc larg de cititori (ingineri proiectanți, ingineri de exploatare, tehnicieni automatiști, studenți etc.), pentru care ea va constitui, fără îndoială, o lectură în egală măsură plăcută și utilă.

dr. ing. D. Teodorescu

CONTENTS

Editorial

DC 621.317.7 : 621.373.42

Ganea St. :

Quartz resonator parameters; measurement methods and equipment.

Automatica și Electronica 18, nr. 3, may-june 1974, p. 93-104

The technical characteristics of a whole range of apparatus such as oscillators, quartz filters, quartz discriminators etc., are conditioned by the parameters of the quartz resonators used in their construction. This calls for the study of the respective parameters and of measuring methods and equipment.

DC 621-538 : 621.375.4

Constantin P. :

Control of biphas asynchronous servomotors with transistorized power amplifiers.

Automatica și Electronica 18, nr. 3, may-june 1974, p. 104-112

The author reviews the power amplifier diagrams supplying new theoretical and practical data on amplifiers operated on alternating current.

DC 618.33 : 621.391.001.57

Brăileanu Gr. :

Modelling of optimal non-linear second order systems with limited state variables, using an analogue computer.

Automatica și Electronica 18, nr. 3, may-june 1974, p. 112-120

Computer-based optimal non-linear process operation is carried out using a cording diagram without any additional non-linear elements.

DC 681.3.04 : 681.3.06

Stefănescu I. :

Complementation transformations for balanced code-control led sequential machines.

Automatica și Electronica 18, nr. 3, may-june 1974, p. 120-125

Use of balanced codes in representing sequential machine states; permutation and complementation of state codes with the view of achieving new functional programmes.

DC 681.3.042 : 681.335.5

Beloïu P. :

Parallel pseudomultipliers.

Automatica și Electronica 18, nr. 3, may-june 1974, p. 125-131

The paper describes simultaneous binary multiplication using parallel pseudomultipliers combined with parallel multipliers.

DC 861.3.07

Cernicea P. :

Addressing problems in external store equipped with magnetic tape case.

Automatica și Electronica 18, nr. 3, may-june 1974, p. 131-134

The advantages offered by external stores equipped with magnetic tape case (simplified operations, sturdiness and low cost) over the standard magnetic tape, makes them most suitable for minicomputer systems.

DC 621.3.049.73

Caragheorghe N. and Domocoș T. :

Winding wiring technology.

Automatica și Electronica 18, nr. 3, may-june 1974, p. 135-139

The paper supplies constructive, technological and control data for modern interconnection technique.

ROMANIAN INDUSTRIAL ACHIEVEMENTS 139

NEW DOCUMENTARY MATERIALS 141

SOMMAIRE

Editorial

CD 621.317 : 7621.373.42

Ganea St. :

Les paramètres équivalents des résonateurs à quartz, les méthodes et les appareils de mesurage.

Automatica și Electronica 18, no. 3, mai-juin 1974, p. 93-104

Les caractéristiques techniques d'un groupe entier d'appareils, comme, par exemple, les oscillateurs, les filtres à quartz, les discriminateurs à quartz, etc., sont conditionnées par les paramètres des résonateurs à quartz utilisés dans leur construction. Cela impose l'étude des paramètres respectifs, des méthodes et des appareils de mesurage.

CD 621-528 : 621.375.4

Constantin P. :

La commande des servomoteurs synchrones biphasés à amplificateurs de puissance transistorisés.

Automatica și Electronica 18, no. 3, mai-juin 1974, p. 104-112

On passe en revue les schémas d'amplification de la puissance et on fait certaines considérations destinées à compléter la théorie et la pratique de ces amplificateurs alimentés par courant alternatif.

CD 681.33 : 621.391.001.57

Brăileanu Gr. :

Le modelage sur un calculateur analogique des systèmes optimaux non linéaires de l'ordre II, avec des limitations des variables d'état.

Automatica și Electronica 18, no. 3, mai-juin 1974, p. 112-120

La commande optimum du processus non linéaire, modelé sur un calculateur, est effectuée à l'aide d'un schéma de commutation, sans éléments non linéaires supplémentaires.

CD 681.3.04 : 681.3.06

Stefănescu I. :

Transformations complémentaires pour les machines séquentielles codifiées d'une manière pondérée.

Automatica și Electronica 18, no. 3, mai-juin 1974, p. 120-125

L'utilisation des codes pondérés pour représenter les états des machines séquentielles; la permutation et le complément des codes d'état en vue de l'obtention de nouveaux programmes fonctionnels.

CD 681.3.042 : 681.335.5

Beloïu P. :

Pseudomultiplicateurs parallèles.

Automatica și Electronica 18, no. 3, mai-juin 1974, p. 125-131

L'ouvrage traite de la multiplication binaire simultanée qui utilise des pseudomultiplicateurs parallèles combinés avec des multiplicateurs parallèles.

CD 681.3.07

Cernicea P. :

Problèmes de l'adresse dans les mémoires externes à bande magnétique en cassette.

Automatica și Electronica 18, no. 3, mai-juin 1974, p. 131-134

Les avantages de l'utilisation de la mémoire externe à cassette (simplicité de la manœuvre, robustesse et prix réduit) en comparaison avec la bande magnétique normale se reflètent dans le fait que ces périphériques spécifiques sont utilisés de plus en plus souvent dans les systèmes de minicalculateurs.

CD 621.3.049.73

Caragheorghe N. et Domocoș T. :

La technologie du câblage par enroulement.

Automatica și Electronica 18, no. 3, mai-juin 1974, p. 135-139

Des données constructives, technologiques et de contrôle concernant une technologie moderne des interconnexions.

REALISATIONS DE L'INDUSTRIE ROUMAINE 139

NOUVEAUX MATERIAUX DOCUMENTAIRES. 141

960-2,700 COMUNICĂȚII FONICE

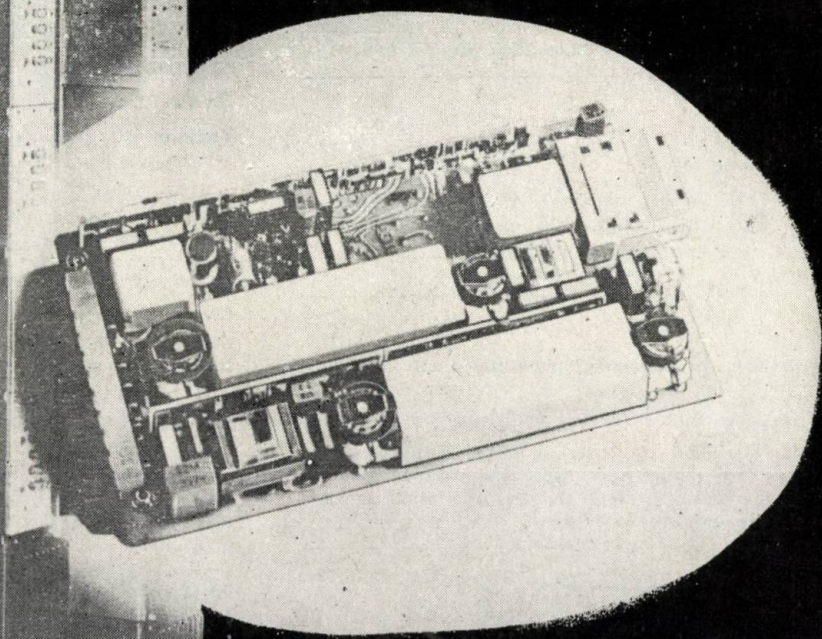
MTN2 Sector de Frecvențe Multiplex

AM ALOCAT MAI MULT SPAȚIU PENTRU A REALIZA

Reducere de volum—Cadrele înguste au un volum egal cu 1/5 din volumul ramelor obișnuite pe care le-am executat pînă acum. Cadrele instalate sînt formate din subcadre interschimbabile conform celor mai moderne criterii de asamblare. Blocurile interschimbabile sînt inserate pe panouri de circuite imprimate.

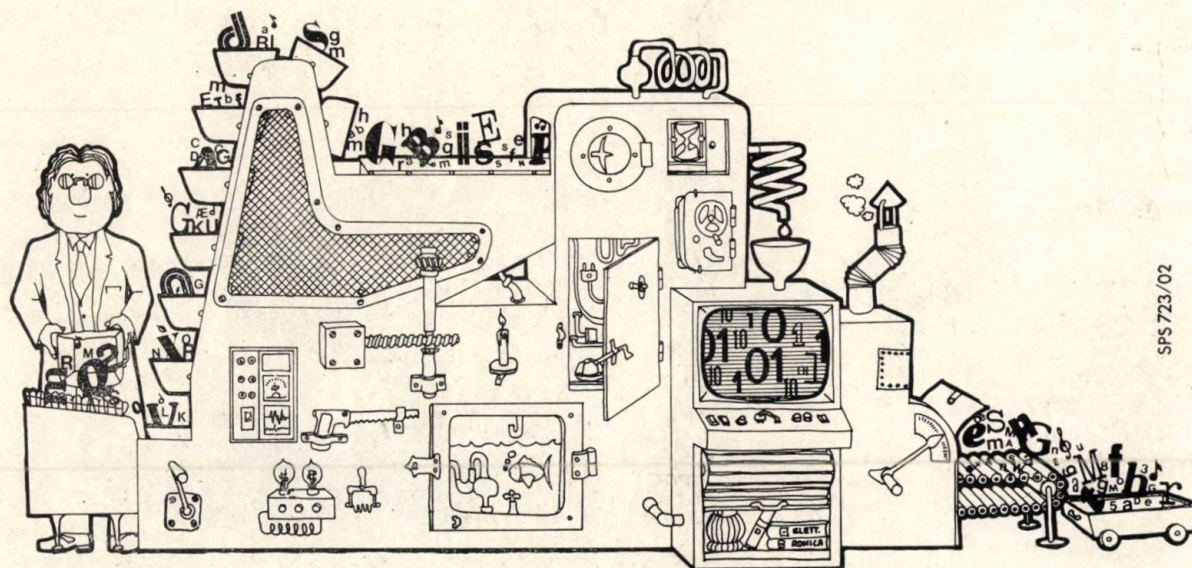
Tehnologie modernă—Largă utilizare de circuite integrate, circuite hibride cu strat gros, filtre mecanice.

Maximum de fiabilitate și de flexibilitate în funcționare; performanțele și calitatea corespunzînd în întregime prescripțiilor CCITT și ISPT, adesea chiar depășindu-le.



ITALTEL
SOCIETÀ ITALIANA TELECOMUNICAZIONI s.p.a.
20149 Milan (Italy) · 12, Piazzale Zavattari · Phone 43.88.1 Telex 34668

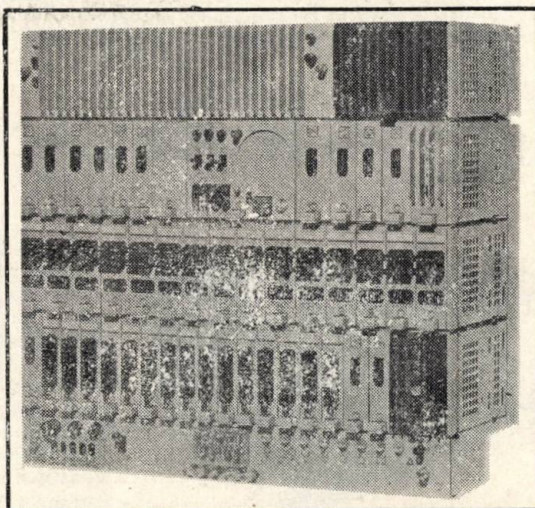
Se crede în general că anumite echipamente rezolvă toate problemele de transmisiune



Td1

Sistem multiplex cu
impulsuri codificate
cu 30 de canale

Alte persoane, multe alte persoane
încredințază transmisiunile lor siste-
mului Td1 proiectat și construit de
către tehnicieni de avangardă care sînt
în măsură să satisfacă orice exigență.



Sisteme pentru transmisiuni
pe cablu de 30 de canale
fonice cu două criterii de
semnalizare pentru legături

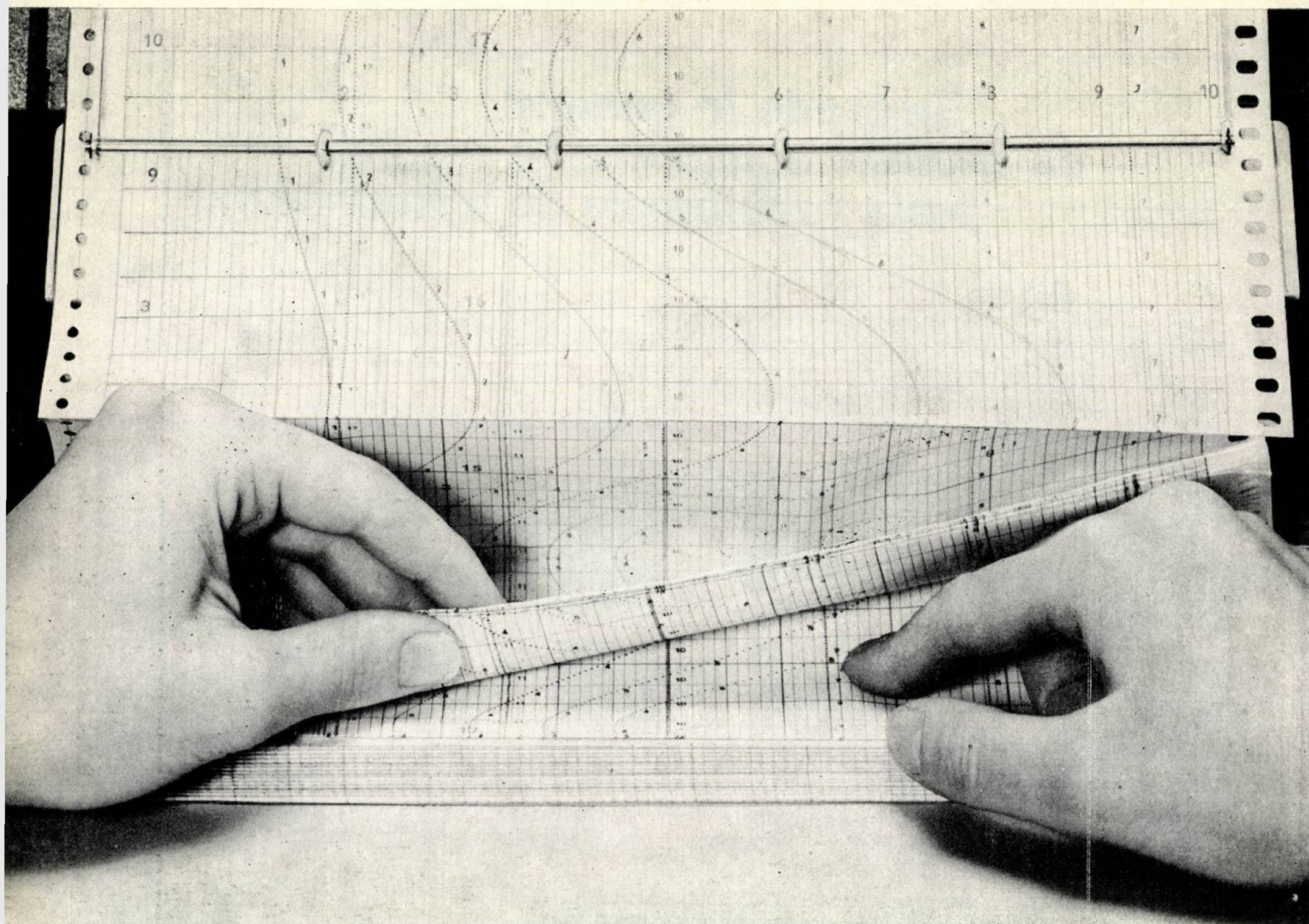
la distanțe mici și medii pe cupluri simetrice
chiar dacă nu de calitate optimală.

- înaltă calitate a transmisiunii
- înalt grad de siguranță
- bună flexibilitate în utilizare
- instalație simplă și întreținere minimă
- cost neonerosi



ITALTEL - SOCIETÀ'
ITALIANA TELECOMUNICAZIONI s.p.a.

20149 Milano (Italia) — 12 P.le Zavattari — tel. 4388.1



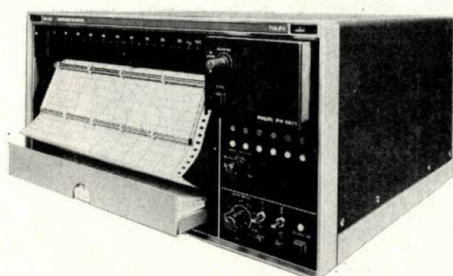
Inregistrările prin puncte sînt acum simple

Simple pentru dvs. Philips a proiectat acest nou înregistrator prin puncte ca să lucreze astfel. De asemenea, el îmbină o flexibilitate extraordinară a intrărilor cu o precizie deosebită. PM 8235 este programabil. O matrice de contacte cu acces imediat programează unul sau altul dintre cele 12 canale. Aceste sertare modulare vă satisfac necesitățile:

Modul cu mai multe game: pentru utilizare universală de la 0,3 mV la 5 V. Suprimarea zero-ului pînă la 500%.

Modul specializat: pentru surse de semnale specifice, ca milivoltmetre, miliampermetre, rezistențe termice, termocuple.

Modul cu 6 game: 6 cartele de circuit imprimat cu o singură gamă sînt programabile pentru a se înregistra orice parametru pe orice canal.



Sertarele modulare au de asemenea un comutator de pornire și atenuare valabilă (cu posibilitatea suplimentară a suprimării zgomotului). Comanda de la distanță pentru viteza hîrtiei și controlul imprimării este standard, dar poate fi realizată și pentru alte funcțiuni. Orice canal singur poate fi reglat pentru înregistrare continuă. Caracteristicile lui PM 8235: Precizie 0,25 %; Reproducibilitate 0,1 %; Interval între imprimări 1 - 20 secunde.

Evident, hîrtia folosită pentru înregistrare este împăturită în Z. Este simplu de înlocuit sau revenit și completat.

Inregistratorul PM 8235 imprimă de asemenea și numărul canalului de-a-lungul curbei pentru a face simplă identificarea canalului.

Motorul de antrenare poate fi reglat manual înainte sau înapoi pentru a vă satisface necesitățile.

Calea ce mai simplă pentru dvs. pentru a aprecia acest aparat cu adevărat independent este de a citi foile noastre de catalog.

De ce nu ne scrieți acum?

Departamentul PIT Export — N.V. Philips Gloeilampenfabriken — TQ III-2 Eindhoven Olanda.



PHILIPS

Cum puteți îmbunătăți produsele dv.? Alegînd soluția care, în cazul dv., este cea mai bună alegînd semiconductori!

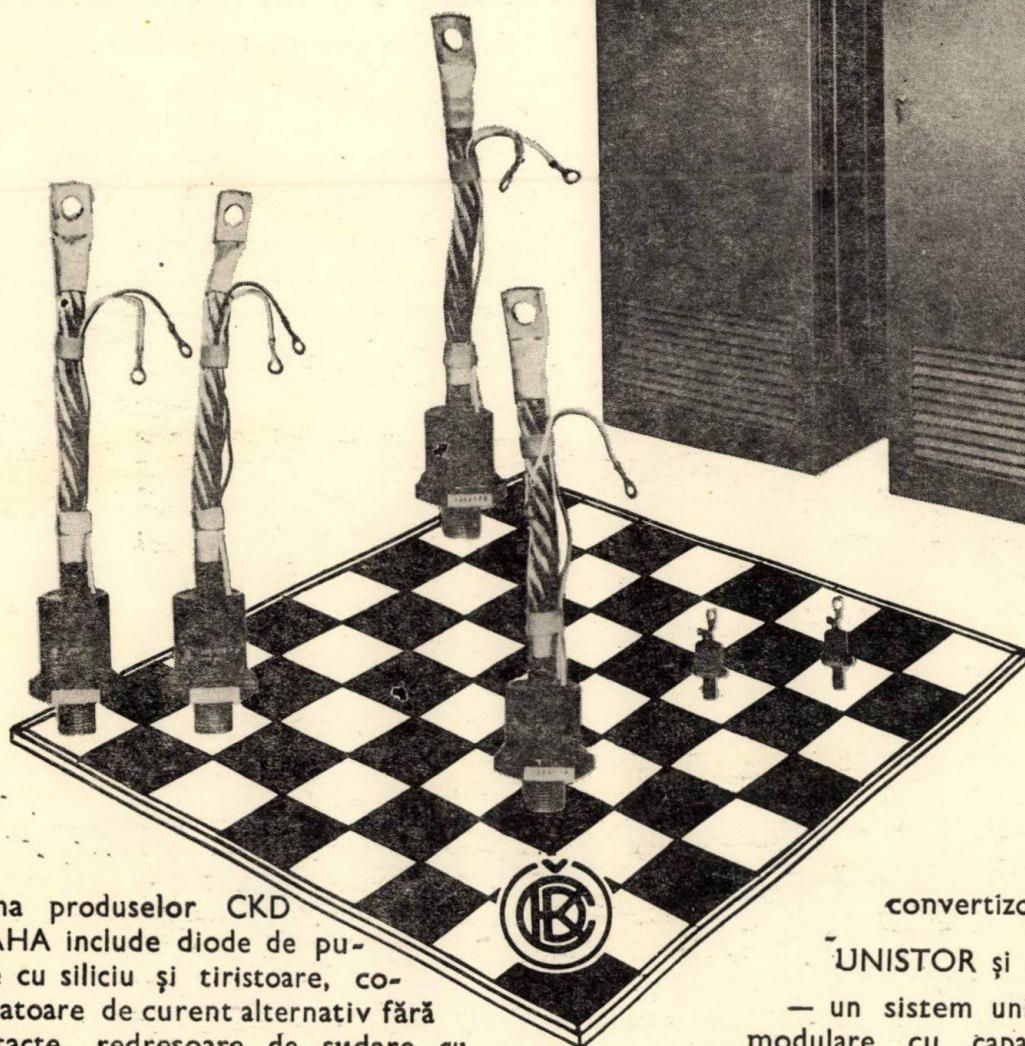
Întreprinderea de comerț exterior
PRAGOINVEST PRAHA vă furni-
zează semiconductori care acoperă
toate cerințele dv.

Sînt executați de Întreprinderea
CKD PRAHA, ceea ce înseamnă

100 ani tradiție

40 ani fabricație de redresoare

15 ani experiență cu semiconduc-
tori



Gama produselor CKD
PRAHA include diode de pu-
tere cu siliciu și tiristoare, co-
mutatoare de curent alternativ fără
contacte, redresoare de sudare cu
tiristor, încărcătoare automatizate de
baterii, stații de redresoare pentru trafic
feroviar și urban de pasageri, blocuri de
excitare cu tiristor etc. Pentru orice fel
de acționări cu curent continuu livrăm

convertizoare cu tiristor

UNISTOR și BLOCKDYUS

— un sistem universal de unități
modulare cu capacități de mega-
wați. Mare precizie asigurată de sis-
temul propriu de reglare. Convertizoa-
rele cu tiristor sînt folosite la mari la-
minoare, mașini-unelte, mașini de fabricat
hîrtie, macarale.

Semiconductorii noștri de astăzi reprezintă concepția de mîine!

Alte amănunte asupra semiconductorilor
CKD vă poate oferi

pragoinvest

Întreprindere de comerț exterior
Cutia poștală 890
PRAHA-Cehoslovacia

1974 NOV. 2 9

ÎNTRERINDERE MONTAJ INSTALAȚII AUTOMATIZARE

execută lucrări de montaj
și punere
în funcțiune la:

I.M.I.A.

Automatizări complexe
Acționări electrice
Comutație secundară în stații și centrale
electrice

Instalații electrice de forță
Instalații de telecomandă și tele-
semnalizări
Instalații A.M.C.

